



**João Paulo
Carvalho Lopes**

Sistema de Controlo de Posição Angular



**João Paulo
Carvalho Lopes**

Sistema de Controlo de Posição Angular

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. Telmo Reis Cunha, Professor Auxiliar do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro e do Dr. Alexandre Manuel Moutela Nunes da Mota, Professor Associado do mesmo departamento.

o júri

presidente

Prof. Dr. Tomás António Mendes Oliveira e Silva
Professor Associado, Universidade de Aveiro

vogais

Prof. Dr. Telmo Reis Cunha
Professor Auxiliar, Universidade de Aveiro (Orientador)

Prof. Dr. Pedro Luís Cerqueira Gomes da Costa
Professor Auxiliar, Universidade do Porto - Faculdade de Engenharia

agradecimentos

Agradeço ao meu orientador Prof. Telmo Cunha pelos conhecimentos que me transmitiu, disponibilidade e pelo acompanhamento do trabalho que desenvolvi.

Agradeço aos meus pais e familiares que me apoiaram desde o início do meu percurso académico.

E a uma pessoa muito especial, porque sem ela, este trabalho, não teria sido o mesmo.

palavras-chave

Sistema didático, controlo de posição angular, laboratório de controlo, Controladores PID, mínimos quadrados, eletrónica de potência.

resumo

O controlo de sistemas lineares é uma parte importante do percurso académico no curso de Engenharia Eletrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro. Para que os alunos melhor assimilem os conceitos apresentados em teoria e controlo de sistemas é muito importante que os possam por em prática em sistemas reais.

Neste enquadramento surge a proposta para a construção de um “sistema de controlo de posição angular”. Os docentes das disciplinas de controlo propuseram o desenvolvimento de um sistema que comunique, por USB, com o MATLAB®, que permita implementar os algoritmos de controlo lecionados aos alunos.

A plataforma consiste no controlo de posição angular de um eixo de um sistema mecânico de rotação, movido por um motor elétrico DC. Para que possam ser efetuadas experiências de controlo onde os respetivos resultados sejam analisados diretamente por inspeção visual do comportamento do sistema, ao eixo do motor foi acoplado um sistema de engrenagens que o liga a um segundo eixo, onde uma barra metálica confere inércia ao eixo, servindo também de ponteiro sobre uma escala, cuja posição angular se pretende controlar. A atuação sobre o motor DC é efetuada através de um amplificador de potência. A posição angular do eixo de referência é medida através de um encoder ótico e todo o sistema é gerido por um microcontrolador PIC32 que suporta a interface USB através da qual um PC controla todo o sistema. Todo o sistema é alimentado através de uma fonte de alimentação desenvolvida neste trabalho, estando o sistema ligado diretamente aos 230Vac da rede pública.

Este trabalho consistiu no projeto de raiz, desenvolvimento, implementação e teste de todo o sistema.

keywords

Didactic system, angular position control, control laboratory, PID controllers, least mean squares method, power electronics.

abstract

The control of linear systems is an important part of the academic path in Electronics and Telecommunications Engineering at the University of Aveiro. For the student to adequately acquire the concepts on system theory and control, it is very important that they have the possibility to put them in practice in real systems.

In this context emerged the proposal to construct an “angular position control system”. The professors of control theory subjects proposed the development of a system that communicates, via USB, with MATLAB®, which allows implementing the control algorithms taught to students.

The platform permits the control of the angular position of a shaft in a mechanical rotation system, driven by a DC electric motor. To allow the students an immediate evaluation of the system's behaviour through visual inspection, a gear was coupled between the motor shaft and a second shaft, which holds a metal bar with significant inertia. The bar is also a pointer that moves over a scale, and whose angular position is to be controlled. The DC motor is driven by a power amplifier. The angular position of the reference axis is measured by an optical encoder and the whole system is managed by a PIC32 microcontroller that supports the USB interface to a PC which controls the entire system. The entire system is powered by a power supply developed in this work, with the system connected directly to 230Vac.

This work consisted of the design, the development, the implementation, and the testing of the complete platform for the angular position control system.

Índice

Índice	i
Lista de figuras	iii
Lista de tabelas	ix
1 Introdução	1
1.1 Objetivos	1
1.2 Descrição do trabalho	1
1.3 Estrutura do documento	2
2 Equipamentos e projetos similares	3
2.1 Edibon	3
2.2 Alecop	5
2.3 GUNT Hamburg	5
2.3.1 Características do <i>hardware</i> :	6
2.3.2 Descrição do <i>software</i> :	6
2.4 Feedback Instruments	7
2.4.1 Módulo mecânico:	7
2.4.2 Módulo eletrónico:	7
2.4.3 Módulo de alimentação:	7
2.4.4 <i>Software</i> associado:	7
2.5 Quanser	8
2.6 Outros projetos	9
2.6.1 Artigo “DC Motor Angular Position Control using PID Controller for the purpose of controlling the Hydraulic Pump”	9
2.6.2 Artigo “DC Position Control”	9
2.6.3 Artigo “Servo Control Systems 1: DC Servomechanisms”	10
2.7 Análise e enquadramento da informação	11
3 Descrição do <i>hardware</i>	13
3.1 Estrutura mecânica	13
3.1.1 Inércia de uma barra	14
3.2 Motor DC	16
3.2.1 Caracterização do motor	16
3.2.2 Circuito de <i>Drive</i> de controlo do motor:	22
3.2.3 Encoder ótico:	29
3.2.4 Localização do ponto de referência:	30
3.3 Fonte de alimentação	31
3.3.1 Reguladores de $\pm 18 V$:	31

3.3.2	Retificador de onda completa com filtragem:	34
3.3.3	Reguladores de 5 V e 3.3 V:.....	36
3.4	Displays 7 segmentos	37
3.5	Microcontrolador	37
4	Montagem do sistema didático.....	40
4.1	Montagem da máquina	40
4.2	Testes dos circuitos eletrónicos	43
5	Desenvolvimento do <i>Software</i>	49
5.1	Código implementado no μ C.....	49
5.2	Funções de interface do MATLAB®	53
6	Modelação e testes ao comportamento do sistema	55
6.1	Obtenção do modelo matemático	55
6.2	Obtenção do modelo pelo método de mínimos quadrados	57
6.3	Expressões do sinal de controlo	61
6.3.1	Controladores PID	61
6.3.2	Controlador RST.....	63
6.4	Análise ao comportamento do sistema	63
6.4.1	Controlador proporcional (P)	64
6.4.2	Controlador proporcional diferencial (PD).....	69
6.4.3	Controlador proporcional integrador (PI)	76
6.4.4	Controlador proporcional integral diferencial (PID)	79
7	Conclusões e trabalho futuro	87
8	Referências	89
9	Anexos	91
9.1	Tabela com medições e cálculos para caracterização do motor:.....	91
9.2	Script MATLAB® usado no cálculo da constante de tempo:	93
9.3	Drive do motor completo com alterações:	94
9.4	Layout das PCB's:.....	95
9.5	Dados recolhidos para caracterizar o drive de controlo do motor:	96
9.6	Script MATLAB® usado na obtenção da velocidade em função da tensão:	98
9.7	Funções MATLAB® desenvolvidas para comunicar com o sistema:.....	99
9.8	Script MATLAB® usado no modelo matemático:	105
	Modelo de Simulink:	105

Lista de figuras

Figura 2.1: “Ball and Beam” da Quanser (Fonte: [1])	3
Figura 2.2: “RT 010 - Level Control” da GUNT (Fonte: [2])	3
Figura 2.3: M47 – “Rotational speed and position control module” da EDIBON (Fonte: [3])	4
Figura 2.4: “MV-541 - Speed and Position in a DC Engine” da Alecop (Fonte: [4])	5
Figura 2.5: Esquema de funcionamento da máquina RT – 060 (Fonte: [2])	6
Figura 2.6: “33-033” da Feedback Instruments (Fonte: [5])	7
Figura 2.7: “SRV02 - Rotary Servo Base Unit”	8
Figura 2.8: “Rotary Inverted Pendulum”	8
Figura 2.9: “DORIS Robot”, projeto principal	9
Figura 2.10: Motores DC e bombas hidráulicas (Fonte: [6])	9
Figura 2.11: Esquemático do sistema (Fonte: [7])	10
Figura 2.12: Desenho do protótipo (Fonte: [7])	10
Figura 2.13: Servomecanismo usado no exemplo (Fonte: [8])	11
Figura 3.1: Diagrama de blocos do sistema completo	13
Figura 3.2: Esquemático do mecanismo interno	14
Figura 3.3: Dimensões da barra	14
Figura 3.4: Placa retangular infinitesimal (Fonte: [9])	15
Figura 3.5: Formato descritivo para cálculo da inércia da barra (Fonte: [9])	15
Figura 3.6: Velocidade em função da tensão	17
Figura 3.7: Corrente em função da tensão	17
Figura 3.8: Velocidade do motor para cálculo da MTC	19
Figura 3.9: Variação da corrente a um degrau	21
Figura 3.10: Diagrama de blocos do drive de controlo do motor	22
Figura 3.11: Sinal PWM (Fonte: [11])	23
Figura 3.12: Curva característica do conversor PWM-tensão	23
Figura 3.13: Filtro Passa-baixo do drive de controlo do motor	23
Figura 3.14: Diagrama de Bode de um filtro Passa-baixo genérico de 1ª ordem	24
Figura 3.15: Andar de ganho de tensão do drive de controlo do motor	25
Figura 3.16: Andar de saída do drive de controlo do motor	27
Figura 3.17: Análise DC do circuito de drive do motor	28
Figura 3.18: V_{out} do drive do motor para $\delta = 0\%$	28
Figura 3.19: V_{out} do drive do motor para $\delta = 50\%$	29
Figura 3.20: V_{out} do drive do motor para $\delta = 100\%$	29
Figura 3.21: Codewheel utilizada (Fonte: [12])	30
Figura 3.22: Encoder utilizado (Fonte: [13])	30
Figura 3.23: Circuito de alimentação do emissor e do recetor IR	30
Figura 3.24: Diagrama de blocos da fonte de alimentação	31
Figura 3.25: Regulador de +18V	31
Figura 3.26: Regulador de -18V	34
Figura 3.27: Retificador de onda completa com filtragem	34
Figura 3.28: Tensão do secundário do transformador	35
Figura 3.29: Tensões de saída dos reguladores	36
Figura 3.30: Regulador de 3.3V	37
Figura 3.31: Regulador de 5V	37

Figura 3.32: Circuito de controlo dos displays.....	37
Figura 3.33: PCB do PIC32.....	38
Figura 4.1: Montagem final da PCB	40
Figura 4.2: Fotografia do interior da caixa com identificação dos elementos principais	41
Figura 4.3: Pormenor do sistema de fixação do motor	41
Figura 4.4: Pormenor do sistema de engrenagens e eixos do sistema mecânico	41
Figura 4.5: Montagem final do interior	42
Figura 4.6: Aspeto exterior do protótipo.....	42
Figura 4.7: Painel da retaguarda da caixa.....	43
Figura 4.8: Escala angular e emissor e recetor IR	43
Figura 4.9: Medição da tensão de saída do regulador 18V	44
Figura 4.10: Medição da tensão de saída do regulador -18V	44
Figura 4.11: Esquema do circuito com as alterações efetuadas.....	45
Figura 4.12: Característica do drive de controlo em vazio	45
Figura 4.13: Característica do drive de controlo em carga.....	46
Figura 4.14: Velocidade da barra com pré-distorçor aplicado	47
Figura 4.15: Velocidade da barra com pré-distorçor ajustado	47
Figura 5.1: Interpretação dos sinais A e B do encoder	49
Figura 5.2: Fluxograma de execução principal do sistema	50
Figura 5.3: Fluxograma de envio de tensão.....	51
Figura 5.4: Fluxograma de ativação de modo autónomo.....	51
Figura 5.5: Fluxograma de leitura da posição e velocidade.....	51
Figura 5.6: Fluxograma de controlo dos displays	51
Figura 5.7: Fluxograma de envio dos dados obtidos em modo autónomo	52
Figura 5.8: Fluxograma de pedido de envio da barra para o ponto de referência.....	52
Figura 5.9: Fluxograma de configuração do modo autónomo	53
Figura 5.10: Fluxograma do controlo em modo autónomo	53
Figura 6.1: Representação do sistema físico	55
Figura 6.2: Sinal de entrada e resposta do sistema para obtenção dos parâmetros	58
Figura 6.3: Comparação da resposta do sistema real e da estimativa de 3ª ordem	60
Figura 6.4: Comparação da resposta do sistema real e da estimativa de 2ª ordem	61
Figura 6.5: Diagrama de blocos do controlador PID	62
Figura 6.6: Diagrama de blocos do controlador RST.....	63
Figura 6.7: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1; h = 0.1 \text{ seg}$	64
Figura 6.8: Sinal de controlo e velocidade da barra	64
Figura 6.9: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1; h = 0.1 \text{ seg}$	65
Figura 6.10: Sinal de controlo e velocidade da barra	65
Figura 6.11: Resposta da simulação ao sinal de referência com $Kp = 0.1; h = 0.1 \text{ seg}$	65
Figura 6.12: Sinal de controlo e velocidade da simulação.....	65
Figura 6.13: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; h = 0.1 \text{ seg}$	66
Figura 6.14: Sinal de controlo e velocidade da barra	66
Figura 6.15: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; h = 0.1 \text{ seg}$	66
Figura 6.16: Sinal de controlo e velocidade da barra	66
Figura 6.17: Resposta da simulação ao sinal de referência com $Kp = 0.05; h = 0.05 \text{ seg}$	67
Figura 6.18: Sinal de controlo e velocidade da simulação.....	67
Figura 6.19: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; h = 0.05 \text{ seg}$	67

Figura 6.20: Sinal de controlo e velocidade da barra	67
Figura 6.21: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; h = 0.05 \text{ seg}$	68
Figura 6.22: Sinal de controlo e velocidade da barra	68
Figura 6.23: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1; h = 0.05 \text{ seg}$	68
Figura 6.24: Sinal de controlo e velocidade da barra	68
Figura 6.25: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1; h = 0.05 \text{ seg}$	68
Figura 6.26: Sinal de controlo e velocidade da barra	68
Figura 6.27: Resposta da simulação ao sinal de referência com $Kp = 0.1; Td = 0.01;$	69
Figura 6.28: Sinal de controlo e velocidade da simulação.....	69
Figura 6.29: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1; Td = 0.01;$	69
Figura 6.30: Sinal de controlo e velocidade da barra	69
Figura 6.31: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1; Td = 0.01;$	70
Figura 6.32: Sinal de controlo e velocidade da barra	70
Figura 6.33: Resposta da simulação ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Td = 0.01;$	70
Figura 6.34: Sinal de controlo e velocidade da simulação.....	70
Figura 6.35: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Td = 0.01;$	71
Figura 6.36: Sinal de controlo e velocidade da barra	71
Figura 6.37: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Td = 0.01;$	71
Figura 6.38: Sinal de controlo e velocidade da barra	71
Figura 6.39: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1; Td = 0.04; h = 0.1 \text{ seg}$	72
Figura 6.40: Sinal de controlo e velocidade da barra	72
Figura 6.41: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1; Td = 0.04; h = 0.1 \text{ seg}$	72
Figura 6.42: Sinal de controlo e velocidade da barra	72
Figura 6.43: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1; Td = 0.1; h = 0.1 \text{ seg}$	73
Figura 6.44: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1; Td = 0.1; h = 0.1 \text{ seg}$	73
Figura 6.45: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Td = 0.1$	73
Figura 6.46: Sinal de controlo e velocidade da barra	73
Figura 6.47: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Td = 0.1$	74
Figura 6.48: Sinal de controlo e velocidade da barra	74
Figura 6.49: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1; Td = 0.01;$	74
Figura 6.50: Sinal de controlo e velocidade da barra	74
Figura 6.51: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1; Td = 0.01;$	75
Figura 6.52: Sinal de controlo e velocidade da barra	75
Figura 6.53: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Td = 0.01;$	75
Figura 6.54: Sinal de controlo e velocidade da barra	75
Figura 6.55: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Td = 0.01;$	75
Figura 6.56: Sinal de controlo e velocidade da barra	75
Figura 6.57: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1; Td = 0.04;$	76
Figura 6.58: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1; Td = 0.04;$	76
Figura 6.59: Resposta da simulação ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Ti = 1; h = 0.1 \text{ seg}$	76

Figura 6.60: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Ti = 1; h = 0.1 \text{ seg}$	77
Figura 6.61: Sinal de controlo e velocidade da barra	77
Figura 6.62: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Ti = 1; h = 0.1 \text{ seg}$	77
Figura 6.63: Sinal de controlo e velocidade da barra	77
Figura 6.64: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.03; Ti = 0.6; h = 0.1 \text{ seg}$	78
Figura 6.65: Sinal de controlo e velocidade da barra	78
Figura 6.66: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.03; Ti = 0.6; h = 0.1 \text{ seg}$	78
Figura 6.67: Sinal de controlo e velocidade da barra	78
Figura 6.68: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Ti = 1; h = 0.05 \text{ seg}$	79
Figura 6.69: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Ti = 1; h = 0.05 \text{ seg}$	79
Figura 6.70: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.03; Ti = 0.6;$	79
Figura 6.71: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.03; Ti = 0.6;$	79
Figura 6.72: Resposta da simulação ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Ti = 0.5; Td = 0.002$	80
Figura 6.73: Sinal de controlo e velocidade da simulação	80
Figura 6.74: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Ti = 0.5; Td = 0.002$	80
Figura 6.75: Sinal de controlo e velocidade da barra	80
Figura 6.76: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Ti = 0.5; Td = 0.002$	81
Figura 6.77: Sinal de controlo e velocidade da barra	81
Figura 6.78: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Ti = 0.5; Td = 0.02$	81
Figura 6.79: Sinal de controlo e velocidade da barra	81
Figura 6.80: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Ti = 0.5; Td = 0.02$	82
Figura 6.81: Sinal de controlo e velocidade da barra	82
Figura 6.82: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Ti = 0.9; Td = 0.02$	82
Figura 6.83: Sinal de controlo e velocidade da barra	82
Figura 6.84: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Ti = 0.9; Td = 0.02$	83
Figura 6.85: Sinal de controlo e velocidade da barra	83
Figura 6.86: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Ti = 0.5; Td = 0.002$	83
Figura 6.87: Sinal de controlo e velocidade da barra	83
Figura 6.88: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Ti = 0.5; Td = 0.002$	84
Figura 6.89: Sinal de controlo e velocidade da barra	84

Figura 6.90: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Ti = 0.5; Td = 0.02$	84
Figura 6.91: Sinal de controlo e velocidade da barra	84
Figura 6.92: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Ti = 0.5; Td = 0.02$	85
Figura 6.93: Sinal de controlo e velocidade da barra	85
Figura 6.94: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Ti = 0.9; Td = 0.02$	85
Figura 6.95: Sinal de controlo e velocidade da barra	85
Figura 6.96: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05; Ti = 0.9; Td = 0.02$	86
Figura 6.97: Sinal de controlo e velocidade da barra	86

Lista de tabelas

Tabela 3.1: Valores de resistência medidos	16
Tabela 3.2: Constantes do motor	22
Tabela 5.1: Descrição das funções MATLAB®	54
Tabela 6.1: Estimativa dos parâmetros para sistema de 3ª ordem.....	59
Tabela 6.2: Estimativa dos parâmetros para sistema de 2ª ordem.....	61
Tabela 6.3: Expressões do sinal de controlo par aos vários controladores.....	62

1 Introdução

A aquisição de novos equipamentos didáticos para o estudo de sistemas de controlo era pretendida, há já algum tempo, por parte dos docentes responsáveis pela área de controlo no Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática (DETI) da Universidade de Aveiro. Os equipamentos que, eventualmente, seriam obtidos, teriam de ser comprados a empresas estrangeiras que, devido a serem equipamentos didáticos, se tornam dispendiosos. Neste contexto, e verificando que o desenvolvimento de plataformas didáticas de sistemas de controlo envolve conhecimentos em várias áreas do curso de Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, docentes da área de controlo decidiram propor a alunos de 5º ano, como tema de dissertação de mestrado, o desenvolvimento e implementação de plataformas didáticas.

1.1 Objetivos

No presente trabalho desenvolveu-se um sistema didático de controlo de posição angular. Os objetivos do trabalho eram:

- i. Projetar a estrutura e o *hardware* do sistema;
- ii. Montagem do *hardware* e teste dos circuitos eletrónicos;
- iii. Programação do microcontrolador e criação de funções de interface do MATLAB® com o sistema;
- iv. Montagem da estrutura e incorporação dos bolcos mecânicos e eletrónicos;
- v. Implementar no MATLAB® e no microcontrolador diferentes técnicas de controlo digital.

1.2 Descrição do trabalho

Foi desenvolvida uma plataforma que permite o controlo da posição angular de uma barra, indicadora da posição, acoplada, por um sistema de engrenagens, ao eixo de um motor DC. O desenvolvimento do trabalho consistiu no projeto e simulação dos circuitos eletrónicos e desenho da PCB. Para alimentar todo o sistema é utilizada uma fonte de alimentação ligada diretamente aos 230V AC da rede pública, tendo incorporado todos os componentes associados à criação das tensões necessárias para alimentar todos os módulos da máquina, transformador, retificação, filtragem e estabilização de tensão e de corrente. A atuação sobre o motor DC é efetuada a partir de um amplificador de potência e a posição angular do eixo de referência medida através de um encoder ótico. No painel frontal encontra-se um display que apresenta, em tempo-real, a posição da barra.

A parte mecânica do módulo tem um motor DC acoplado a um sistema de engrenagens, que por sua vez tem uma barra metálica que serve simultaneamente de carga inercial do eixo e de ponteiro, sobre uma escala, onde se pode observar a posição angular do eixo em cada instante de tempo.

A gerir todo o sistema é usado um microcontrolador PIC32 que comunica via USB com um PC que controla todo o sistema, permitindo que sejam implementados algoritmos de controlo diretamente do MATLAB®. A comunicação do sistema com o MATLAB® permite, também, que o algoritmo de controlo seja implementado, internamente, pelo μC , sendo a informação armazenada pelo mesmo e no final enviada para o MATLAB®.

Foram efetuados testes a todos os circuitos eletrónicos e ao desempenho do sistema, sendo os resultados apresentados nesta dissertação.

1.3 Estrutura do documento

Este documento é constituído por sete capítulos divididos em vários subcapítulos. No primeiro capítulo apresentam-se os objetivos desta dissertação e faz-se uma descrição do trabalho.

No capítulo 2 é feita uma análise a vários produtos criados por diferentes empresas estrangeiras além de trabalhos e artigos similares publicados por outras universidades.

No capítulo 3 são descritos, individualmente, todos os circuitos eletrónicos criados além dos elementos mecânicos do sistema e o procedimento para a obtenção dos parâmetros do motor utilizado.

No capítulo 4 é relatada a montagem de todo o mecanismo e os testes e alterações efetuadas aos circuitos eletrónicos.

No capítulo 5 é descrito o *software* implementado no microcontrolador bem como do *software* desenvolvido para comunicação do MATLAB® com o sistema.

No capítulo 6 é obtido o modelo matemático do sistema, juntamente com uma análise ao comportamento esperado do mesmo sendo comparado com os resultados obtidos nos testes efetuados, bem como a análise ao comportamento do sistema controlado por diferentes algoritmos, tais como, P, PI, PD e PID.

Por último, no capítulo 7, são apresentadas as conclusões ao trabalho efetuado e sugestões de trabalho futuro.

2 Equipamentos e projetos similares

Neste capítulo descrevem-se os equipamentos existentes no mercado, que de alguma forma se assemelham com o equipamento a desenvolver neste projeto. É feita, também, uma abordagem sobre outros projetos de dissertação de mestrado e outros documentos relevantes. A GUNT Hamburg, fornecedora dos equipamentos já existentes no laboratório de sistemas de controlo, a Alecop, a Edibon, a Feedback Instruments e a empresa Quanser, que fabrica um sistema de controlo de posição angular de um servomotor que permite a montagem de acessórios, criando outros módulos de controlo, como o exemplo da Figura 2.1, são as empresas mencionadas neste capítulo. As empresas que fabricam estes equipamentos disponibilizam produtos de diferentes tipos: equipamentos que permitem controlar a temperatura da água, controlar a pressão, a posição numa calha (Figura 2.1), o nível de líquido em tanques (Figura 2.2), a velocidade de rotação de um motor, etc.



Figura 2.1: “Ball and Beam” da Quanser (Fonte: [1]) Figura 2.2: “RT 010 - Level Control” da GUNT (Fonte: [2])

2.1 Edibon

Uma das empresas que disponibiliza uma grande variedade de equipamentos didáticos é a *Edibon*. Estes equipamentos têm capacidade de suportar diversos programas com diferentes propósitos, que funcionam no computador que controla a máquina. Um destes programas é o Sistema *EDIBON* de Controlo por Computador: Controlo, Aquisição e Gestão de Dados (*SCADA*) que permite:

- Controlar de forma aberta e simultânea os parâmetros (sensores) e atuadores;
- Visualização simultânea no computador de todos os parâmetros envolvidos no processo;
- Ajustar os parâmetros dos controladores (P, PI, PD, PID) a qualquer momento durante o processo;
- Gerir, processar, comparar, e armazenar dados obtidos;
- Ajustar a velocidade de amostragem até 250000 amostras por segundo;
- Efetuar análises comparativas dos dados obtidos.

Existe também um sistema de simulação de falhas, que simula várias anomalias em qualquer unidade controlada por computador com *software FSS* (Sistema de Simulação de Falhas). O *software* é capaz de causar:

- Falhas que afetam as medidas dos sensores:
 - Uma calibração incorreta;
 - Não-linearidade.
- Falhas que afetam os atuadores:
 - Falhas nos canais de comunicação dos atuadores a qualquer momento durante a execução do programa;
 - Redução da resposta do atuador.
- Falhas na execução dos controladores:
 - Inversão da performance dos controladores de ON/OFF;
 - Redução ou aumento do tempo de resposta calculado;
 - Anular a ação de alguns controladores.

Esta empresa desenvolveu um programa (Sistema MINI-ESN) que permite ligar, em rede, vários computadores a uma mesma máquina, permitindo que, em todos eles, seja possível ver as respostas do sistema.



Figura 2.3: M47 – “Rotational speed and position control module” da EDIBON (Fonte: [3])

Uma das máquinas que a empresa tem é o módulo de controlo de posição e velocidade de rotação (M47, Figura 2.3). Este módulo é constituído por um motor DC com velocidade máxima de rotação de 3500 *rpm*, em que o controlo da velocidade de rotação é feito variando a tensão de alimentação até um máximo de 12 *V*. Este módulo tem quatro sensores montados:

- Um sensor ótico constituído por:
 - Um díodo emissor com uma corrente máxima de 100 μA a 1.7 *V* e tensão inversa de 2 *V*;
 - Um fotodetetor com frequência máxima de funcionamento de 100 *kHz* e capaz de dissipar 100 *mW*.
- Um sensor de efeito de Hall:
 - Alimentado entre 4 *V* e 10 *V* e 3.5 *mA*;
 - Com saída diferencial que varia entre 0.25 *V* e 2 *V*.
- Um sensor de infravermelhos constituído por:
 - Díodo emissor com tensão nominal de 1.6 *V* e tensão inversa de 3 *V* que dissipa, no máximo, 70 *mW*;

- Foto-transmissor capaz de detetar a distâncias entre 4 mm e 6 mm que dissipa, no máximo, 70 mW.
- Um encoder ótico com:
 - Tensão de alimentação máxima de 7 V, capaz de produzir uma corrente de saída de 5 mA.

2.2 Alecop

Outra empresa que constrói equipamentos didáticos é a Alecop. Disponibiliza uma máquina de controlo de velocidade e posição angular de um motor, a MV-541 (Figura 2.4), constituída por um motor DC (bloco A da Figura 2.4) acoplado a um encoder ótico absoluto de deslocamento angular (bloco B da Figura 2.4) e um tacómetro com a indicação da velocidade angular do eixo (bloco C da Figura 2.4).

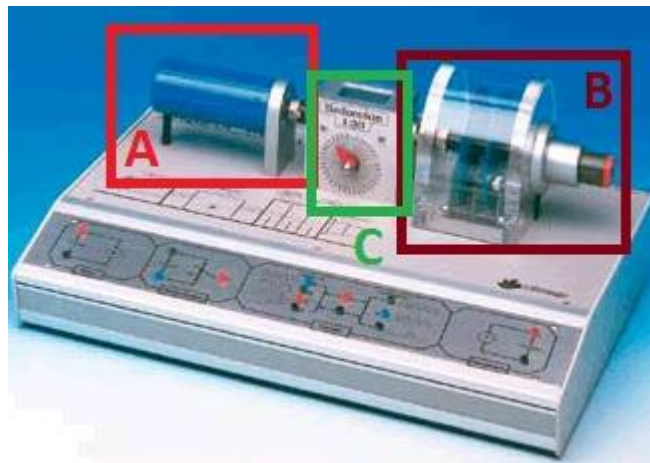


Figura 2.4: “MV-541 - Speed and Position in a DC Engine” da Alecop (Fonte: [4])

Este equipamento permite incorporar no módulo um gerador de sinais para a definição da velocidade (degrau ou rampa) e da posição. Permite, também, ligar ao módulo didático, um display de 7 segmentos com o número de pulsos e voltas do encoder. E inclui LED's para indicação do sentido de rotação.

São disponibilizados módulos para implementar controladores P, I ou PI, que são selecionados manualmente. Os parâmetros são ajustáveis através de um potenciômetro. Inclui um comparador analógico e um somador. Existe a possibilidade de, a partir de terminais, ligar um osciloscópio, para observar 4 sinais analógicos ou digitais.

2.3 GUNT Hamburg

Outra das empresas existentes é a *GUNT Hamburg*, fornecedora das máquinas já existentes no laboratório de controlo do DETI. É possível, nesta empresa, encontrar equipamentos de controlo de posição, nomeadamente o sistema RT 060, já existente no laboratório de controlo do DETI. Contudo, neste equipamento o deslocamento é linear e não angular como é pretendido. Nesta máquina, um corpo com massa (indicado na Figura 2.5 como “A”), que está acoplado a uma correia que liga o motor a um encoder, desloca-se ao longo de uma calha, indicando numa escala a distância a que se encontra da origem.

2.3.1 Características do *hardware*:

Esta máquina é constituída por um motor DC (indicado na Figura 2.5 como “M”) com uma relação de transmissão de 1:50 com velocidade de 85 *rpm* e binário de 0.2 *Nm*. A distância máxima que a massa se desloca ao longo da calha é de 30 *cm*, sendo utilizado um potenciómetro multivolta colocado na extremidade da calha oposta ao motor para controlar a posição da mesma (indicado na Figura 2.5 como “S”). A tensão do ponto intermédio do potenciómetro é enviada para o computador, onde é implementado o algoritmo de controlo, que envia para a máquina o sinal de controlo a aplicar ao motor, em forma de tensão, fazendo o motor rodar no sentido pretendido.

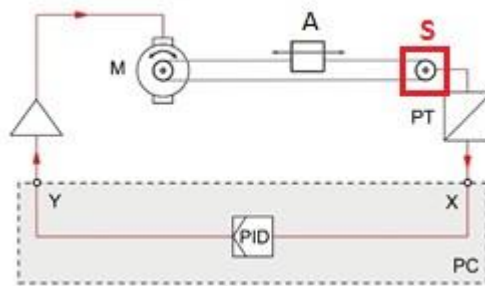


Figura 2.5: Esquema de funcionamento da máquina RT – 060 (Fonte: [2])

2.3.2 Descrição do *software*:

O *software* associado a esta máquina permite que os alunos experimentem novas abordagens tendo sempre suporte interativo. Os efeitos das alterações para controlar parâmetros ou perturbações no sistema podem ser investigados com rapidez e facilidade. O *software* de aquisição de dados de controlo e medição é baseado em LabVIEW™, que permite:

- Amostragem dos sinais 15 vezes por segundo;
- Exibição e armazenamento de todas as variáveis do processo;
- Definição dos parâmetros dos controladores do *software* (P, PI, PD e PID);
- Simulações de sistema controlado para modelos de sistema simplificado.

Algumas vantagens destas máquinas:

- Sistemas de controlo típicos da área de controlo de processos como pressão, temperatura, posição e velocidade;
- Permite observar os mecanismos em funcionamento ajudando a analisar o funcionamento;
- Interface com computador por porta USB.

Programa de experiências abrangentes para cada professor:

- Análise do ciclo de controlo;
- Influência dos parâmetros do controlador na ação de controlo;
- Estabilidade em malha aberta e malha fechada;
- Otimização do controlador.

2.4 Feedback Instruments

Uma outra empresa onde se pode encontrar equipamentos didáticos é a *Feedback Instruments*. Uma das máquinas disponíveis é a 33-033 (Figura 2.6) que permite a investigação dos princípios do sistema de controlo que inclui um motor de corrente contínua, uma variedade de sensores e controladores analógicos e digitais. É constituída por três módulos fundamentais, um mecânico (indicado na Figura 2.6 como “A”), um eletrónico (indicado na Figura 2.6 como “B”) e o de alimentação.

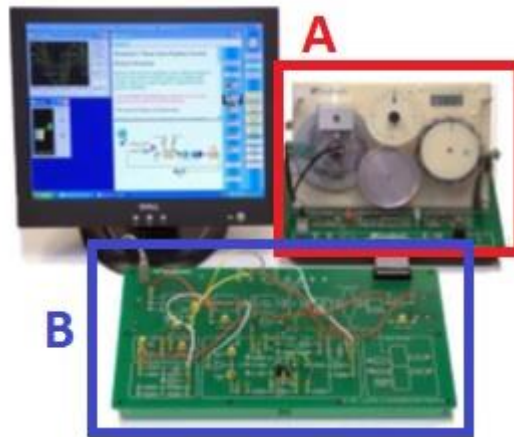


Figura 2.6: “33-033” da Feedback Instruments (Fonte: [5])

2.4.1 Módulo mecânico:

Este módulo é constituído pelo motor DC que tem acoplado um freio por corrente de Foucault ajustável. Um encoder ótico incremental de 6 bits permite verificar a deslocamento angular do motor em relação ao ponto de referência. Um tacómetro mede a velocidade de rotação do motor e o display LCD informa o utilizador da velocidade ou da tensão aplicada no motor.

2.4.2 Módulo eletrónico:

A placa eletrónica é constituída por blocos processadores de sinais analógicos, um controlador PID analógico, um controlador embutido com múltiplos algoritmos de controlo com interface USB, conversores A/D, bloco gerador do sinal PWM de controlo do motor DC e conversores de dados de instrumentação. Inclui um bloco gerador de sinais quadrados, triangulares e sinusoidais.

2.4.3 Módulo de alimentação:

A fonte de alimentação fornece todas as tensões necessárias para o motor e para o sistema de controlo e é ligado diretamente no módulo mecânico. Um barramento liga o módulo mecânico ao eletrónico. Um único cabo USB liga a unidade eletrónica ao PC.

2.4.4 Software associado:

Toda a instrumentação tem associada *software* gráfico com a capacidade de fazer medições precisas utilizando cursores, bem como para imprimir e guardar os dados e gráficos obtidos para inclusão nos relatórios dos alunos. Este equipamento tem como principais características:

- Possibilidade de implementar controladores analógicos (PID) e controladores digitais;
- O controlador digital permitir vários algoritmos de controlo e ser implementado a partir de um processador interno do equipamento;
- O controlo de posição e de velocidade ser em malha fechada;
- A obtenção das funções de transferência de malha aberta e fechada;
- A medição digital de velocidade e posição.



Figura 2.7: "SRV02 - Rotary Servo Base Unit"
(Fonte: [1])



Figura 2.8: "Rotary Inverted Pendulum"
(Fonte: [1])

2.5 Quanser

Nesta empresa foi possível encontrar um equipamento aproximado do pretendido. A máquina SRV02 (Figura 2.7) é constituída por um motor que tem a si acoplado um sistema de engrenagens que, através de um codificador ótico e um potenciómetro, permite medir a posição do eixo de saída. É possível também, através de um tacómetro, medir a velocidade do motor. Esta unidade permite acoplar outros mecanismos, permitindo criar diferentes equipamentos para testar diferentes tipos de sistemas de controlo de deslocamento ou movimento, tais como, a posição de uma bola numa calha ou num plano, equilibrar um pendulo invertido (Figura 2.8), etc.

O motor DC tem velocidade máxima de 6000 *rpm* com uma tensão de alimentação de 6 V DC e corrente de 1 A, com um sistema de rodas dentadas que cria uma desmultiplicação de 70: 1 entre a velocidade de rotação do servomotor com o eixo de carga da máquina. O encoder tem uma resolução de 4096 *impulsos/revolução*.

O *software* associado a esta máquina permite a:

- Representação da função transferência;
- Representação em frequência da resposta;
- Implementação de Controlador PID e compensador avanço (lead);
- Implementar controladores em MATLAB®/Simulink®.

2.6 Outros projetos

Neste subcapítulo serão abordados outros projetos, quer trabalhos de universidades quer artigos publicados: um artigo desenvolvido para a *International Conference on Control Engineering & Information Technology* de 2013 (CEIT'13), um trabalho realizado no *Indian Institute of Technology Bombay* e um documento do "control systems principles.co.uk".

2.6.1 Artigo "DC Motor Angular Position Control using PID Controller for the purpose of controlling the Hydraulic Pump"

Um dos projetos é um artigo desenvolvido pelo Prof. Dr.-Ing. Klaus-Dieter Kuhnert da Universidade de Siegen, Alemanha, para a CEIT'13, realizada na Tunísia [6]. Nele é apresentado um controlador PID de um sistema que controla, através de um motor DC, a abertura de uma válvula de uma bomba hidráulica que roda num ângulo limitado.



Figura 2.9: "DORIS Robot", projeto principal
(Fonte: [6])

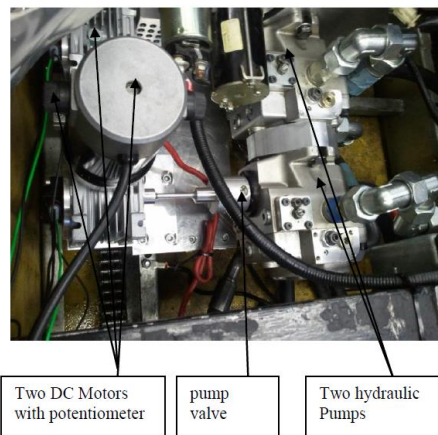


Figura 2.10: Motores DC e bombas hidráulicas
(Fonte: [6])

O controlador foi implementado num microcontrolador atmega16 e os parâmetros do controlador são ajustados durante o processo de controlo. O projeto é parte incorporante do desenvolvimento de um veículo autónomo para uso nas mais difíceis condições (Figura 2.9). É constituído por vários subsistemas tais como sistema de controlo de travões, sistema de controlo de direção, sistema de segurança e sistema de controlo de tração, a que está associado o sistema em análise no artigo. O sistema hidráulico de tração permite que as rodas girem para a frente ou para trás, controladas por dois motores de 12 V DC, apresentado na Figura 2.10. Ligados aos motores estão dois potenciômetros para detetar a posição angular enviando o sinal para o microprocessador, para corrigir o erro da posição.

2.6.2 Artigo "DC Position Control"

Outro trabalho desenvolvido por uma universidade, neste caso pelo *Department of Electrical Engineering do Indian Institute of Technology Bombay* [7], que teve como objetivo o mesmo deste trabalho, o desenvolvimento de um sistema didático de controlo de posição angular. É constituído por um motor DC que ligado ao seu eixo de rotação tem a indicação do ângulo de saída, que é comparado com o sinal de referência, obtido através de uma servo-potenciômetro de 360° com um disco graduado (identificado como A na Figura 2.11).

O controlo de posição é atingido a partir de um motor DC com engrenagens que funciona alimentado com 12 V DC, que roda a uma velocidade máxima de 50 rpm e binário de 0.07 N.m.

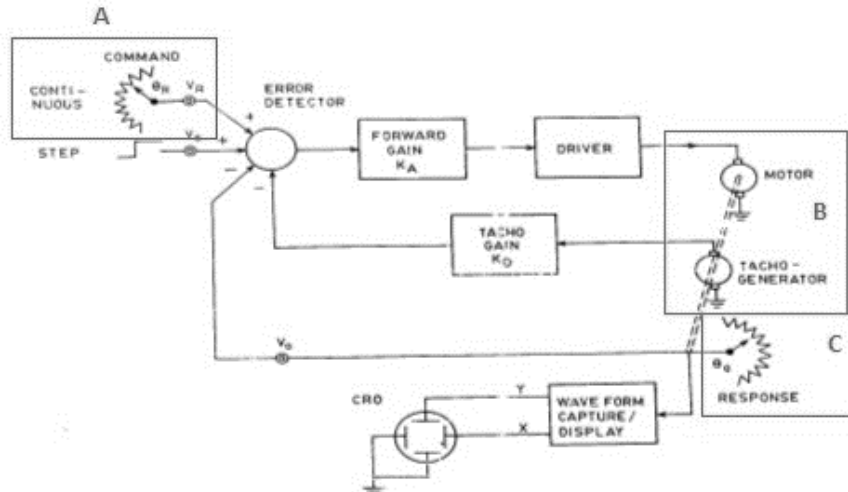


Figura 2.11: Esquemático do sistema (Fonte: [7])

A posição angular do eixo do motor é obtida a partir de um potenciômetro rotativo especial acoplado ao eixo, juntamente com um tacogerador que produz uma tensão proporcional à velocidade, usada para efetuar a realimentação da velocidade (identificado como B na Figura 2.11). É usado outro disco graduado para indicar a sua posição angular, que permite observar a posição do eixo do motor (identificado como C na Figura 2.11).

Uma ilustração do protótipo é a apresentada na Figura 2.12. O painel lateral é transparente de forma a ser possível ver todos os componentes no interior. A resposta do motor é processada por um microcontrolador que a transmite para um osciloscópio. A forma de onda é perdida sempre que uma nova onda é processada ou a unidade faz *reset*.

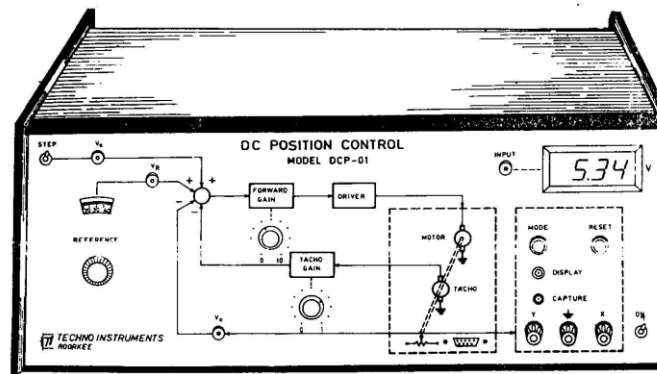


Figura 2.12: Desenho do protótipo (Fonte: [7])

2.6.3 Artigo "Servo Control Systems 1: DC Servomechanisms"

O *Control Systems Principles.co.uk* [8] escreveu um artigo sobre modelação de sistemas e análise sobre princípios e processos de controlo, onde dá um exemplo de um sistema com um servomotor. O sistema apresentado na Figura 2.13 é constituído por uma carga inercial, um sensor de velocidade, um gerador que tem o papel de carga ativa, o servomotor e uma embraiagem elétrica com caixa de velocidades para desmultiplicação da velocidade do motor e do eixo de saída com um sensor de posição.



Figura 2.13: Servomecanismo usado no exemplo (Fonte: [8])

A embraiagem permite que o sistema de controlo de posição seja desligado para estudar problemas de controlo de velocidade. A caixa de velocidades permite que o mecanismo de controlo de posição reduza a velocidade e aumente o binário. O gerador é incluído para investigar o controlo com carga variável. São mencionados vários tipos de controladores, contudo não é explícito se são todos implementáveis no sistema em análise, apenas que foi usado controlo por espaço estados por realimentação. Contudo este não é um sistema que funciona em tempo real.

2.7 Análise e enquadramento da informação

Toda a informação que foi obtida e descrita anteriormente permitiu verificar que não existem sistemas didáticos de controlo de posição angular no mercado, ou que tenham sido desenvolvidos em trabalhos de dissertação ou similares nos moldes do idealizado para este projeto. Assim recolheu-se informação útil para a construção do sistema de controlo de posição angular, entre as quais se destacam:

- Um ponteiro com uma escala para indicar a posição angular;
- Um display com a informação instantânea do ângulo;
- Uma caixa de velocidades associada ao eixo do motor para desmultiplicação da velocidade e aumento do binário;
- Um microprocessador para gerir todos os sinais e módulos da máquina de modo a que o sistema funcione em tempo real ou quase-real, permitindo implementar controladores em tempo contínuo ou tempo discreto (controladores analógicos ou digitais).

3 Descrição do *hardware*

Neste capítulo descrevem-se todos os blocos que constituem a plataforma desenvolvidos neste trabalho, incluindo os circuitos eletrónicos para alimentação de todo o sistema e de controlo do motor bem como os componentes mecânicos utilizados. Descreve-se, também, o método utilizado para a obtenção dos parâmetros elétricos e mecânicos que caracterizam o motor. Durante a fase de testes dos circuitos elétricos implementados verificou-se ser necessário efetuar alguns ajustes, sendo descritas no Capítulo 4 todas as modificações consideradas. No presente capítulo descrevem-se os circuitos concebidos na fase de projeto do sistema.

O diagrama de blocos da Figura 3.1 apresenta a arquitetura geral do sistema implementado e permite enquadrar cada um dos módulos com a descrição realizada no documento.

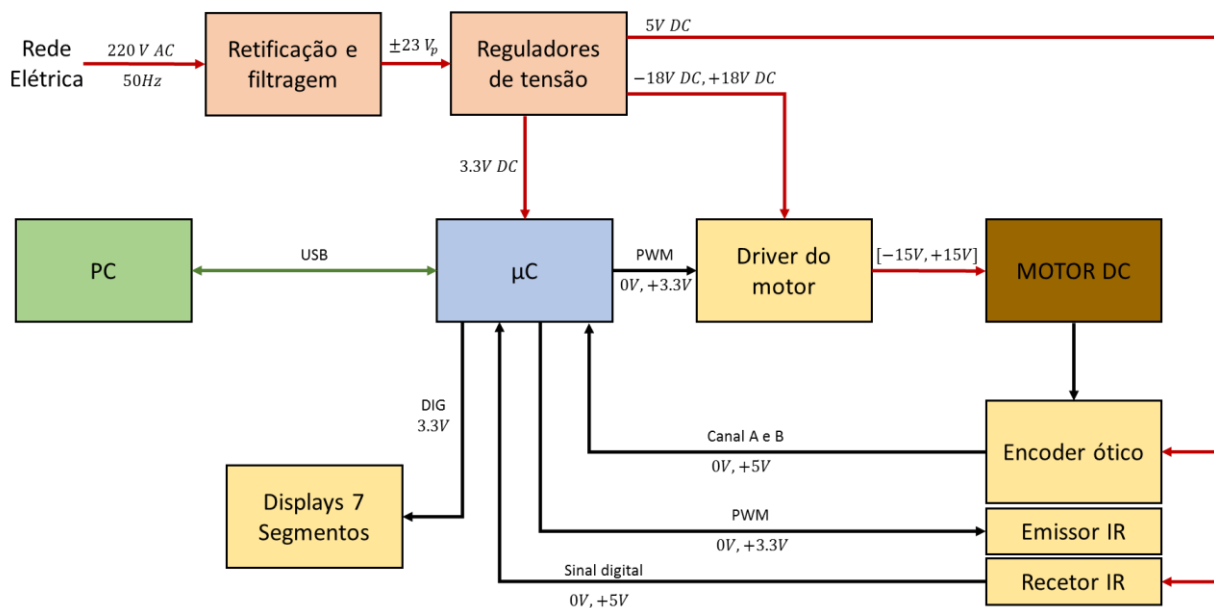


Figura 3.1: Diagrama de blocos do sistema completo

3.1 Estrutura mecânica

A estrutura mecânica é composta pelo motor, a cujo eixo foi acoplada uma roda dentada com um raio de 15 mm . A segunda roda que completa o sistema de engrenagens tem um raio de 140 mm . A disposição dos elementos que constituem o sistema mecânico é representada na Figura 3.2, onde a engrenagem maior está acoplada ao eixo de carga sendo que as duas engrenagens são ligadas por uma correia dentada. O eixo de carga foi fixo ao fundo e ao tampo da caixa através de dois rolamentos de esferas. O eixo foi construído a partir de um varão roscado que foi torneado nos topos de forma a encaixar no interior dos rolamentos e fixar a barra. Na Figura 3.2, olhando com cuidado verifica-se que a ponta do eixo exterior à caixa é mais fina que o restante eixo. O varão, sendo roscado, permite fazer a regulação da posição da engrenagem no eixo ajustando duas porcas. A barra de alumínio, no topo do segundo eixo, foi fixa ao eixo com uma porca. O motor é fixo a uma calha que por sua vez é fixa à lateral da caixa. A calha, com um rasgo para apertar o parafuso de fixação do motor, permite ajustar a posição do motor e consequentemente, ajustar a tensão da correia.

O sistema de engrenagens permite criar uma desmultiplicação de aproximadamente 1:9, que causa a redução da velocidade de rotação e permite o aumento de binário.

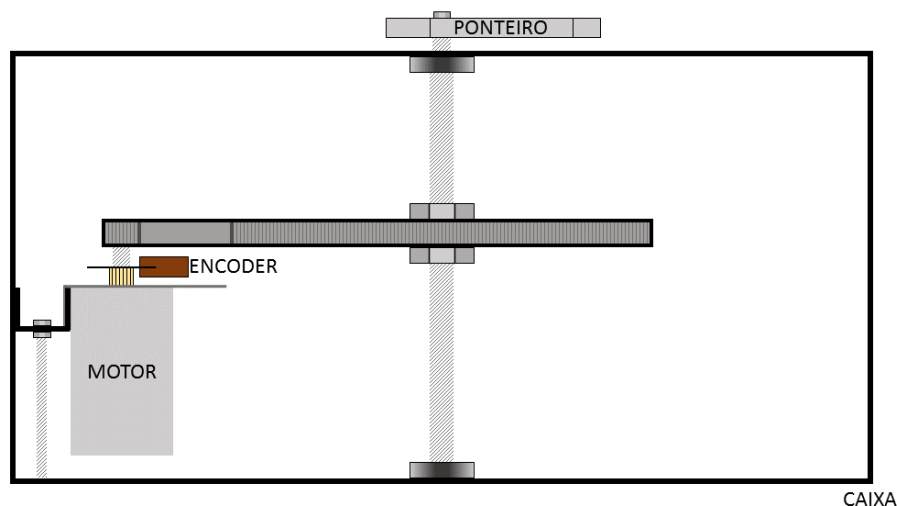


Figura 3.2: Esquemático do mecanismo interno

A barra de indicação da posição, que serve de carga ao sistema, apresenta o formato representado na Figura 3.3. Decidiu-se construir a barra com este formato para que o centro de massa fosse o mais próximo possível do ponto de fixação para não provocar um esforço no eixo. O material utilizado foi o alumínio, o que fez com que a barra tivesse uma massa de 79 g.

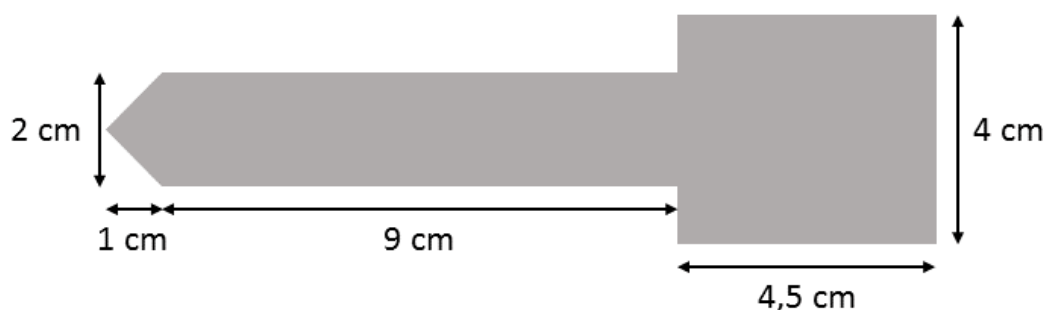


Figura 3.3: Dimensões da barra

3.1.1 Inércia de uma barra

Definida a estrutura da barra calculou-se a sua inércia, necessária para definir o modelo matemático do sistema (Capítulo 6.1). Para efeitos de cálculo efetuou-se uma aproximação das dimensões da barra, considerando o elemento triangular como um suplemento retangular ao comprimento da barra de 0.5 cm.

Segundo [9], o cálculo do momento de inércia de um corpo é dado por:

$$I = \int x^2 dm \quad (3.1)$$

Onde dm é um elemento infinitesimal de massa situado a uma distancia x do eixo de rotação.

Em segundo lugar, calculou-se a inércia de uma placa retangular de espessura infinitesimal de massa M , de lados a e b relativos ao eixo que passa pela placa, tal como é representado na Figura 3.4.

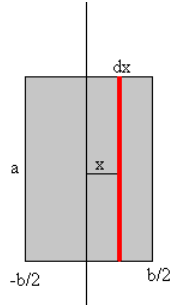


Figura 3.4: Placa retangular infinitesimal (Fonte: [9])

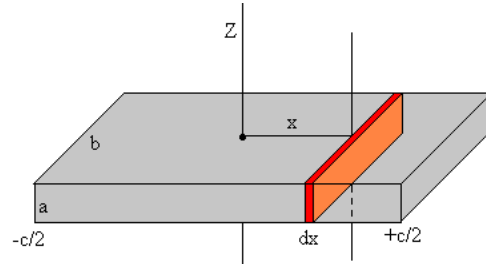


Figura 3.5: Formato descritivo para cálculo da inércia da barra (Fonte: [9])

Considerando um elemento de massa que dista x do eixo de rotação, ou seja, um retângulo de comprimento a e de largura dx . Tem-se que a massa deste retângulo é dada por:

$$dm = \frac{M}{ab} a dx = \frac{M}{b} dx \quad (3.2)$$

Logo, o momento de inércia da placa retangular é:

$$I_c = \int_{-b/2}^{b/2} \frac{M}{b} x^2 dx = \frac{1}{12} M b^2 \quad (3.3)$$

Para um paralelepípedo de massa M e de lados a , b e c (Figura 3.5), onde o eixo de rotação é perpendicular a uma das faces, dividindo-o em placas infinitesimais ao longo do seu comprimento, aplicando o teorema de Steiner, o momento de inércia do paralelepípedo é dado por:

$$\frac{1}{12} b^2 dm + x^2 dm = \left(\frac{1}{12} b^2 + x^2 \right) \frac{M}{abc} ab \cdot dx = \left(\frac{1}{12} b^2 + x^2 \right) \frac{M}{c} dx \quad (3.4)$$

Aplicando a Equação (3.4) ao formato da barra:

$$\int_{-0.095}^{0.045} \left(\frac{1}{12} b^2 + x^2 \right) \frac{M}{c} dx = \frac{0.079}{0.135} \left[\int_{-0.095}^0 \frac{0.0004}{12} + x^2 dx + \int_0^{0.045} \frac{0.0016}{12} + x^2 dx \right] \quad (3.5)$$

obteve-se o valor de inércia da barra de $2.07 \times 10^{-4} \text{ Kg.m}^2$.

3.2 Motor DC

3.2.1 Caracterização do motor

Achou-se fundamental obter as características elétricas e mecânicas do motor a utilizar, para comparar o comportamento do sistema real com a simulação de forma a verificar a linearidade e a repetibilidade do mesmo. Realizaram-se, para isso, uma série de testes onde foi possível obter a velocidade máxima, a tensão de alimentação máxima, corrente absorvida pelo motor, a resistência e a indutância dos enrolamentos, o binário, a constante mecânica de tempo, a constante elétrica, a constante mecânica, a inércia do eixo e o coeficiente de atrito do motor. Todas as medições e cálculos efetuados para a caracterização do motor apresentam-se no Anexo 9.1.

i. Resistência dos enrolamentos:

A resistência dos enrolamentos foi obtida fazendo a média das medições, com um ohmímetro, da resistência aos terminais do motor com o eixo em diferentes posições. A variação dos valores apresentados na Tabela 3.1 foi elevada, no entanto pode ser explicada por as escovas e as lâminas dos coletores, em posições distintas, proporcionarem diferentes resistências de contacto.

Resistência (Ω)	Média
20	33.43 Ω
29	
62	
70	
16	
27	
10	

Tabela 3.1: Valores de resistência medidos

ii. Tensão de alimentação, velocidade de rotação e corrente consumida:

O segundo passo foi a determinação da velocidade máxima de rotação e da tensão de alimentação do motor. Para isso utilizou-se um encoder ótico que, a partir da frequência da onda quadrada em tensão gerada por este, foi possível determinar a velocidade de rotação do motor correspondente à tensão aplicada ao motor. A *codewheel*, utilizada juntamente com o encoder ótico, gerava 500 impulsos por volta (N), logo:

$$rpm = \frac{freq \times 60}{N} \quad (3.6)$$

A corrente consumida pelo motor obteve-se medindo a tensão aos terminais de uma resistência de 1 Ω em série com o motor. Efetuaram-se medições para tensões entre 0 V e 15.4 V, tendo-se obtido uma relação entre tensão e velocidade apresentada na Figura 3.6 e entre tensão e corrente (Figura 3.7). Relativamente à velocidade foi possível verificar algo que já se estava à espera: a velocidade varia quase linearmente com a tensão aplicada ao motor. Verificou-se que o motor apenas começava a rodar quando lhe era aplicada uma tensão igual ou superior a 1.2 V, isto é, o motor apresenta uma banda morta. Em relação à corrente verificou-se que esta não tinha uma relação direta com a tensão nem com a velocidade, mas mantinha-se próxima dos 100 mA.

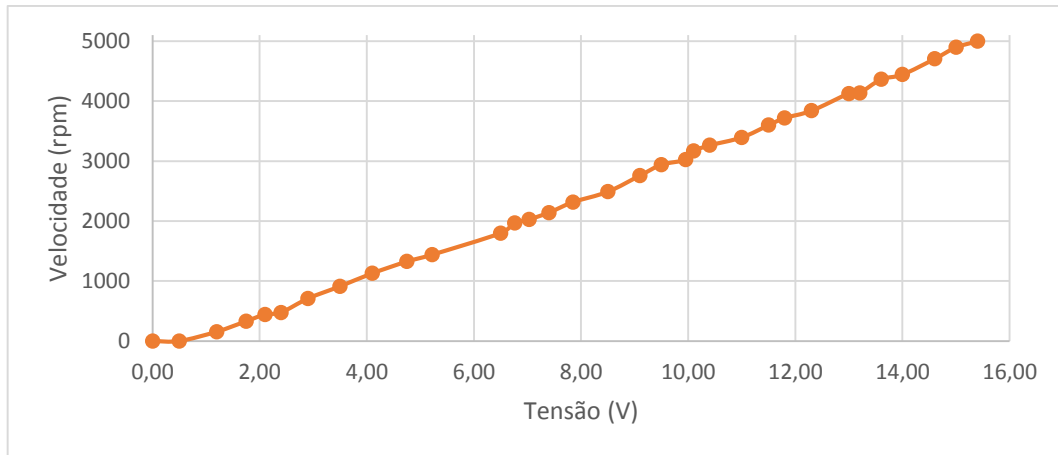


Figura 3.6: Velocidade em função da tensão

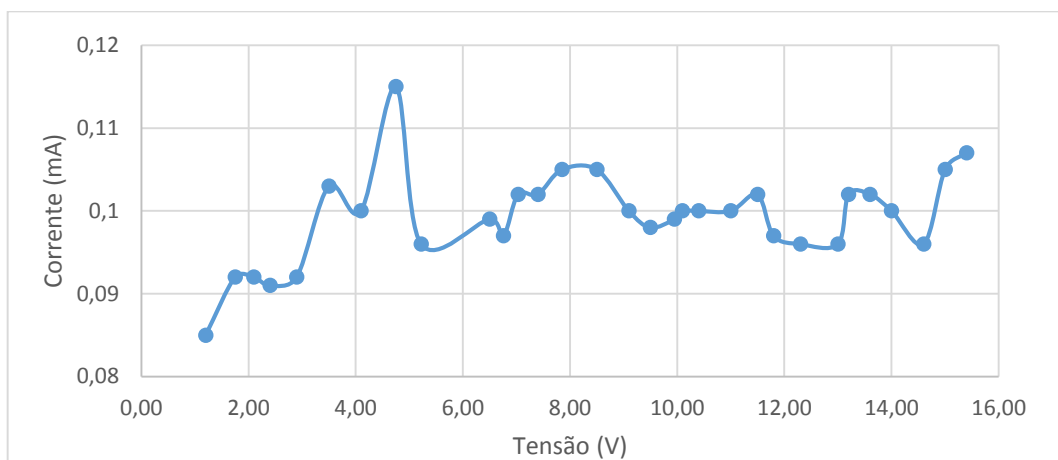


Figura 3.7: Corrente em função da tensão

iii. Corrente máxima:

A corrente máxima absorvida pelo motor era necessária para dimensionar corretamente o circuito de drive de controlo do motor, de forma a que este tivesse capacidade de fornecer corrente ao motor. O valor da corrente foi obtido tal como foi descrito no ponto anterior. Bloqueou-se o eixo de rotação do motor e aplicou-se uma tensão que fizesse o motor rodar, mas ao mesmo tempo, não muito elevada para não colocar o motor em demasiado esforço, evitando assim que ele queimasse. O valor da corrente máxima absorvida pelo motor obtido foi de 1 A.

iv. Constante elétrica ou constante da força contraelectromotriz, k_g :

A constante elétrica do motor relaciona a tensão aplicada ao motor com a velocidade de rotação. A unidade de SI é $V/(rad/s)$, por isso para cada uma das medições de tensão e velocidade calculou-se a constante pela Equação (3.7), que corresponde à situação em que o motor se encontra em regime estacionário (velocidade de rotação constante e corrente constante), fazendo depois a média de todos os valores.

$$k_g = \frac{V - I_a \times R_a}{\omega} \quad (3.7)$$

em que V é a tensão aplicada ao motor; I_a e R_a são a corrente e a resistência do enrolamento e ω é a velocidade angular em rad/s , obtida a partir da calculada anteriormente em rpm , usando a relação:

$$\omega = \frac{2\pi \times freq}{N} \quad (3.8)$$

O valor obtido para a constante elétrica foi $21.2 \text{ mV}/(rad/s)$.

v. Binário em vazio:

O quarto passo foi a obtenção do valor de binário do motor em vazio (T_m). Para isso foi necessário calcular, em primeiro lugar, a força contraelectromotriz (E). Para obter os valores das duas grandezas, aplicaram-se as seguintes equações:

$$\begin{cases} E = |V - R_a \times I_a| \\ T_m = E \times \frac{I_a}{\omega} \end{cases} \quad (3.9)$$

$$(3.10)$$

Após a obtenção do valor de binário correspondente a cada uma das medidas efetuadas, calculou-se a média de todos esses valores, obtendo-se o binário do motor de $2.06 \times 10^{-3} \text{ N.m}$.

vi. Coeficiente de atrito:

O coeficiente de atrito está relacionado com o binário do motor e com a velocidade de rotação. O binário do atrito é dado por:

$$T_D = D \times \omega_m \quad (3.11)$$

No entanto, em vazio, o binário do motor e do atrito são iguais, ou seja, $T_D = T_m$.

Utilizando as Equações (3.10) e (3.11) obtém-se o valor do coeficiente de atrito do motor.

$$D = \frac{E \times I_a}{\omega_m^2} \quad (3.12)$$

Aplicando o mesmo método utilizado nos pontos anteriores (a média de todos os valores), obteve-se um coeficiente de atrito do motor de $2.74 \times 10^{-5} \text{ N.m}/rad/s$.

vii. Constante mecânica:

A constante mecânica do motor relaciona o binário com a corrente absorvida, podendo ser expressa da seguinte forma:

$$T_m = k_m \times I_a \quad (3.13)$$

Logo, o valor da constante foi obtido relacionando os valores do binário calculados anteriormente com os de corrente medidos, fazendo, no final, a média deles todos. Sabia-se, *a priori*, que o valor seria idêntico à constante elétrica. No entanto, preferiu-se realizar estes cálculos como forma de validação do método até a altura efetuado. O valor obtido para a constante mecânica do motor foi de $21.2 \times 10^{-3} \text{ N.m/A}$, igual à constante elétrica.

viii. Constante de tempo mecânica:

A constante de tempo mecânica do motor, *MTC*, especifica quanto tempo o eixo do motor, rodando a uma determinada velocidade, demora a atingir 37% da velocidade inicial após deixar de ser aplicada a tensão aos seus terminais. Para obter o valor da constante criou-se um pequeno programa no μC que armazenava a contagem dos impulsos gerados pelo encoder ótico. Ao fim de alguns segundos, desligou-se a alimentação do motor. O programa executava durante cerca de 7 segundos e no final esperava um pedido, pela comunicação USB, para enviar os dados para o MATLAB®, onde seriam processados. No MATLAB®, com os mesmos dados foi calculada a velocidade de rotação do motor. Verificou-se que a medida da velocidade apresentava muito ruído. Por isso fez-se um filtro às amostras da velocidade, ou seja, calculou-se a média para cada 10 amostras consecutivas. Com esses valores procurou-se o instante de tempo em que era desligada a alimentação, ou seja, o instante em que o motor começava a diminuir a velocidade e qual a velocidade desse instante. Consecutivamente, verificou-se qual o instante em que a velocidade atingia os 37% da velocidade armazenada. O intervalo de tempo entre os dois instantes correspondia ao valor da constante de tempo do motor. O script criado pode ser analisado no Anexo 9.2. A variação da velocidade que permitiu obter o valor da constante pode ser observada na Figura 3.8.

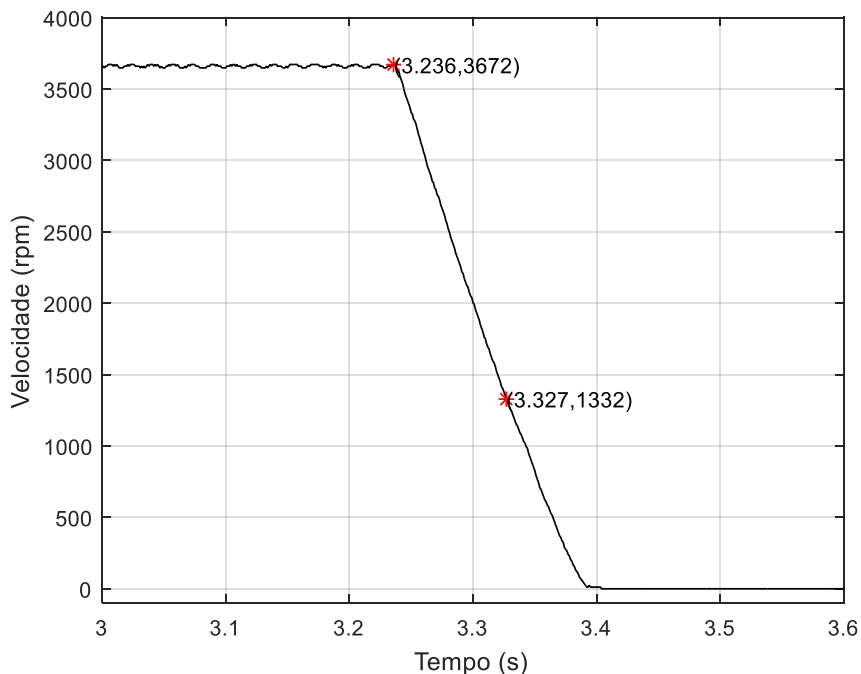


Figura 3.8: Velocidade do motor para cálculo da *MTC*

Perante os resultados, o valor obtido para a constante de tempo mecânica do motor foi de 91 ms.

ix. Inércia do eixo:

A inércia do eixo do motor quantifica a oposição que o eixo do motor faz ao movimento. Esta grandeza pode ser relacionada com a constante mecânica de tempo do motor, MTC , e com o coeficiente de atrito do eixo, D , da seguinte forma:

$$J_m = MTC \times D \quad (3.14)$$

O valor obtido foi de $2.5 \times 10^{-6} \text{ N.m/rad/s}^2$.

x. Indutância do enrolamento:

Por último, a indutância do enrolamento, que determina a constante de tempo do motor, τ . Para determinar o seu valor começou-se por calcular a relação matemática entre a tensão, a corrente e as características elétricas do motor. A equação que descreve essa relação, quando o eixo do motor se encontra parado, é:

$$V_a(t) = L_a \frac{di_a(t)}{dt} + R_a i_a(t) \quad (3.15)$$

Aplicando a transformada de Laplace, obtém-se:

$$V_a(s) = sL_a I_a(s) + R_a I_a(s) \quad (3.16)$$

Sendo a relação entre a tensão e a corrente:

$$C(s) = \frac{I_a(s)}{V_a(s)} = \frac{1}{s \frac{L_a}{R_a} + 1} \quad (3.17)$$

Segundo [10] (pág. 146-149), a constante de tempo é dada pelo polo da equação característica do sistema, ou seja, $\tau = \frac{L_a}{R_a}$. No entanto, o valor da indutância ainda não era conhecido e como apenas era possível obter leituras de tensão ou corrente e velocidade do motor, era necessário passar novamente para o domínio do tempo a descrição matemática do motor, por isso, analisou-se a resposta do sistema a um degrau, que poderia ser usado experimentalmente aplicando uma onda quadrada com o gerador de sinais. Sendo este representado, segundo [10], no domínio de Laplace por $\frac{1}{s}$, obteve-se:

$$C(s) = \frac{1/\tau}{s(s + 1/\tau)} = \frac{1}{s} - \frac{1}{s + 1/\tau} \quad (3.18)$$

Passado ao domínio do tempo:

$$i_a(t) = 1 - e^{-t/\tau} \quad (3.19)$$

A representação da equação é apresentada na Figura 3.9, onde se pode verificar que a transição da corrente não é instantânea. A constante de tempo corresponde ao intervalo de tempo que a resposta do sistema precisa para atingir 63%, que corresponde a $(1 - 1/e)$ do valor final. Ora, com o osciloscópio é possível medir intervalos de tempo. Partindo deste conceito aplicou-se na prática o método para encontrar a constante de tempo, que foi obtida da seguinte forma:

- Aplicou-se uma onda quadrada, com amplitude de $11 V_{pp}$, suficiente para fazer o motor rodar, com uma frequência de $1 Hz$;
- Em série com o motor colocou-se uma resistência de 1Ω , permitindo assim, medir a corrente que percorria o enrolamento do motor;
- Prendeu-se o eixo do motor, impedindo que este rodasse.

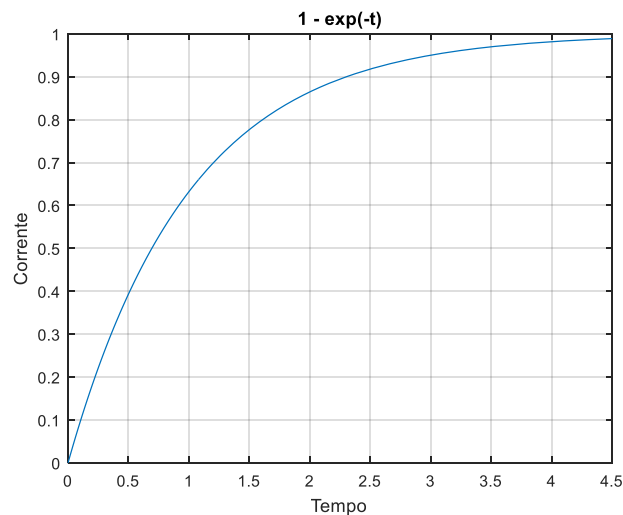


Figura 3.9: Variação da corrente a um degrau

Com o osciloscópio ligado aos terminais da resistência, mediu-se a queda de tensão, que correspondia também ao valor da corrente, tal como já havia sido feito anteriormente e o tempo de subida do sinal. O valor obtido para a corrente foi de $0.17 A$. O tempo de subida da corrente desde o mínimo até 63% do valor máximo da corrente medido foi de $117 \mu s$.

Este tempo corresponde à constante de tempo, permitindo assim, obter o valor da indutância do enrolamento:

$$L_a = \tau \times R_a = 117 \times 10^{-6} \times 33.43 = 3.91 mH \quad (3.20)$$

Na Tabela 3.2 são apresentados todos os valores das constantes obtidas que caracterizam o motor utilizado.

Constante	Valor	Unidade
R_a	33.43	Ω
k_g	21.2×10^{-3}	$V/rad/s$
k_m	21.2×10^{-3}	$N.m/A$
L_a	3.91×10^{-3}	H
J_m	2.5×10^{-6}	$N.m/rad/s^2$
D	2.74×10^{-5}	$N.m/rad/s$
T_m	2.06×10^{-3}	$N.m$
MTC	91×10^{-3}	s

Tabela 3.2: Constantes do motor

3.2.2 Circuito de Drive de controlo do motor:

O drive de controlo do motor pode ser dividido em 3 blocos principais (Figura 3.10). O primeiro bloco é constituído por um filtro passa-baixo, o segundo bloco é o andar de ganho de tensão e o terceiro bloco é o andar de ganho de corrente, sendo dimensionados individualmente.

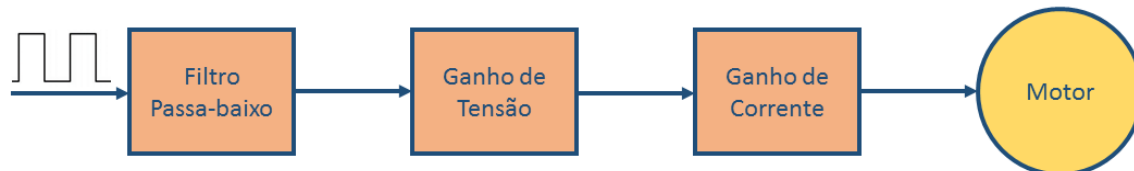


Figura 3.10: Diagrama de blocos do drive de controlo do motor

i. Sinal de entrada

O controlo de velocidade do motor é realizado por variação do tempo *ON* (*Duty-Cycle*) de um sinal usando Modulação da Largura do Impulso (*PWM - Pulse With Modulation*). O tipo de sinal utilizado, com diferentes percentagens de *duty-cycle*, é representado na Figura 3.11.

Definiu-se $\delta = \frac{t_{ON}}{T}$ como a percentagem de *duty-cycle* do sinal PWM, em que T é o período do sinal. Com a variação de t_{ON} é possível fazer corresponder a uma tensão de -15 V aplicada ao motor um δ mínimo e a uma tensão de $+15\text{ V}$ um δ máximo, tal como é descrito na Figura 3.12.

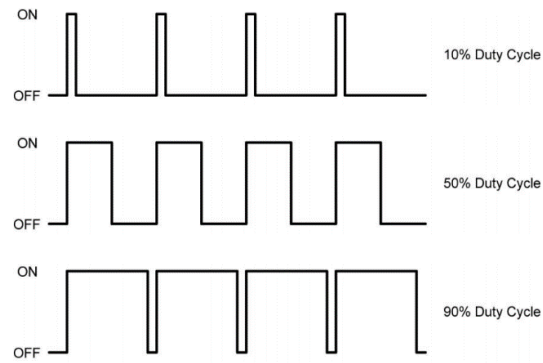


Figura 3.11: Sinal PWM (Fonte: [11])

Para converter a percentagem de *duty-cycle* numa tensão contínua foi necessário “transformar” a onda quadrada numa tensão constante correspondente. Para isso aplicou-se um filtro passa baixo que permite eliminar as diferentes componentes de alta frequência presentes numa onda quadrada, obtendo-se o valor médio de tensão do sinal *PWM*.

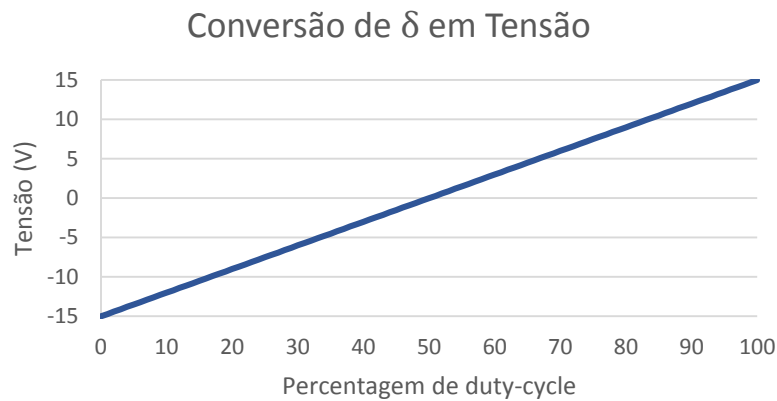


Figura 3.12: Curva característica do conversor PWM-tensão

ii. Filtro passa-baixo:

O filtro passa baixo utilizado, Figura 3.13, é constituído por uma resistência e um condensador. Uma vez que o filtro possui apenas um polo, o filtro foi dimensionado de forma a que a frequência de corte fosse, no mínimo, 2 décadas inferiores à frequência do sinal utilizado, o que permitia que à frequência do sinal, existisse uma atenuação de, no mínimo, 40 dB. O diagrama de Bode representativo da resposta do filtro é apresentado na Figura 3.14.

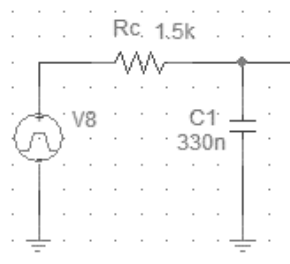


Figura 3.13: Filtro Passa-baixo do drive de controlo do motor

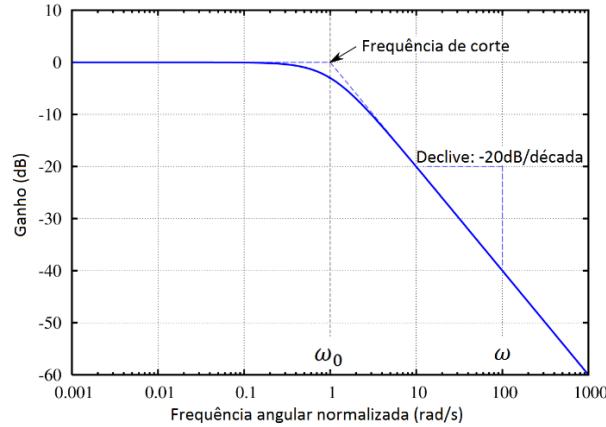


Figura 3.14: Diagrama de Bode de um filtro Passa-baixo genérico de 1ª ordem

Começou-se por definir uma frequência de 50 kHz ($3.14 \times 10^5 \text{ rad/s}$) para o sinal PWM, a aplicar na entrada do filtro. Logo, a frequência do filtro deveria ser:

$$\omega_0 \leq \frac{\omega}{10^2} \quad (3.21)$$

Pela equação (3.21) obteve-se uma frequência de corte máxima de 500 Hz ($3.14 \times 10^3 \text{ rad/s}$). Sabendo que:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (3.22)$$

foi possível obter os valores da resistência e do condensador que cumpriam os requisitos do filtro. Logo, escolhendo o valor da resistência de 1.5 kΩ, obteve-se o valor mínimo do condensador.

$$C \geq \frac{1}{2\pi f R} \Leftrightarrow C \geq \frac{1}{2\pi \times 500 \times 1.5 \times 10^3} \Leftrightarrow C \geq 212 \text{ nF} \quad (3.23)$$

Perante o resultado obtido, escolheu-se um condensador de 0.33 μF para aplicar o filtro.

iii. Andar de ganho de tensão:

A saída do filtro permitia que o sinal de saída tivesse valores entre 0 V e 3 V. No entanto para alimentar o motor utilizado eram necessárias tensões compreendidas entre -15 V e +15 V. Logo, para amplificar a tensão dimensionou-se o circuito apresentado na Figura 3.15, que permite amplificar a tensão filtrada e criar um “offset” para que, para uma tensão de 1.5 V na entrada (saída do filtro), a saída apresente 0 V.

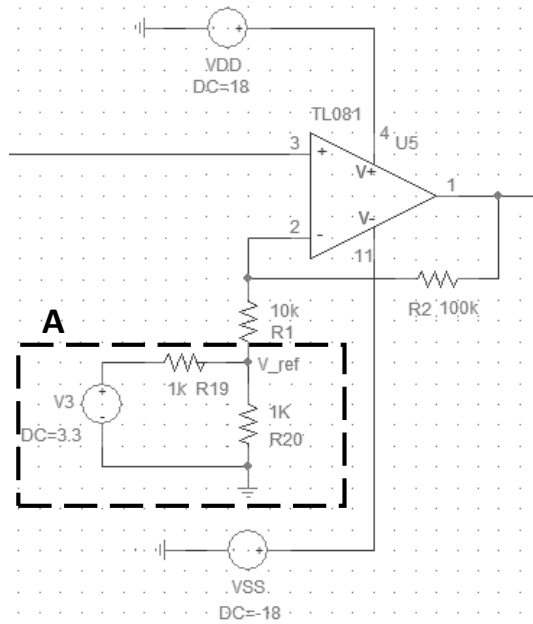


Figura 3.15: Andar de ganho de tensão do drive de controlo do motor

Importa salientar que o modelo do OPAMP utilizado na simulação é diferente do OPAMP escolhido para a montagem. O dimensionamento das resistências $R1$ e $R2$ foi realizado da seguinte forma:

$$\frac{V_o - V_i}{R2} = \frac{V_i - V_{ref}}{R1} \quad (3.24)$$

$$V_o = V_i \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) - V_{ref} \frac{R2}{R1} \quad (3.25)$$

Aplicando a Equação (3.25) para as situações em que $V_i = 0 V$ e $V_i = 3 V$ obteve-se o valor de V_{ref} e a relação entre $R1$ e $R2$.

- Se $V_i = 3 V \Rightarrow V_o = +15 V$, temos:

$$15 = 3 \times \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) - V_{ref} \frac{R2}{R1} \quad (3.26)$$

- Se $V_i = 0 V \Rightarrow V_o = -15 V$, temos:

$$-15 = -V_{ref} \frac{R2}{R1} \Leftrightarrow V_{ref} = 15 \times \frac{R1}{R2} \quad (3.27)$$

Ambas as equações dependiam de V_{ref} e da relação $\frac{R2}{R1}$, por isso criou-se um sistema de duas equações e duas incógnitas com as Equações (3.26) e (3.27).

$$\begin{cases} 15 = 3 \times \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) - 15 \\ V_{ref} = 15 \times \frac{R1}{R2} \end{cases} \quad (3.28)$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} \frac{R2}{R1} = \frac{15 + 15}{3} - 1 \\ V_{ref} = 15 \times \frac{R1}{R2} \end{cases} \quad (3.29)$$

Desenvolvendo o sistema de equações obteve-se um $V_{ref} = 1.67 V$ e um fator de 9 entre $R2$ e $R1$.

A tensão V_{ref} foi obtida a partir de um divisor resistivo, apresentado na Figura 3.15, bloco “A”. Alimentado a partir dos 3.3 V, o valor das resistências foi obtido da seguinte forma:

$$\frac{V_{cc} - V_{ref}}{R19} = \frac{V_{ref}}{R20} \quad (3.30)$$

$$\frac{3.3 - 1.67}{R19} = \frac{1.67}{R20} \quad (3.31)$$

A relação de $R19$ e $R20$ obtida foi de 0.97, por isso os valores escolhidos para ambas as resistências foi de 1 kΩ.

iv. Andar de ganho de corrente:

Uma vez que o circuito até aqui dimensionado tinha uma capacidade de corrente muito baixa, dimensionou-se um andar de saída que garantisse a corrente necessária para alimentar o motor. O andar de saída utilizado foi um Classe AB com redução de *crossover*, apresentado na Figura 3.16.

Começou-se por definir uma corrente de polarização de 5mA da fonte de corrente constituída por $Q4$ e $Q6$ e $R5$, permitindo dimensionar a resistência.

$$R5 = \frac{V_{DD} - V_{eb}(Q4) - (V_{ss} + V_{be}(Q6))}{I_{pol}} \quad (3.32)$$

$$R5 = \frac{18 - 0.7 - (-18 + 0.7)}{5 \times 10^{-3}} \quad (3.33)$$

O valor obtido para a resistência foi de 6.9 kΩ, por isso escolheu-se uma resistência de 6.8 kΩ. Uma vez que $Q3$ e $Q5$ estão ligados de forma a criar um espelho de corrente, isto significa que a corrente de base dos transístores do andar de saída e os díodos $D1$ e $D2$ serão, alimentados por uma corrente total de 5 mA. Os transístores do andar de saída escolhidos para o circuito foram o TIP120 e o TIP125. Visto que estes transístores têm um ganho de corrente elevado ($h_{fe} = 1000$) e a corrente máxima necessária para alimentar o motor será de 1 A, a sua corrente de base será inferior a 1 mA. Logo, a corrente mínima de polarização dos díodos será de 4 mA.

Os transístores escolhidos têm, também, uma capacidade de dissipação de potência elevada (65 W) e uma corrente de coletor máxima de 5 A , muito superior à corrente máxima exigida pelo motor para iniciar o seu movimento (1 A). O objetivo das resistências $R3$ e $R4$, ligadas entre o emissor dos transístores de potência e a saída do circuito, foi impedir que $Q1$ e $Q2$ sofressem de embalamento térmico. Decidiu-se utilizar um valor pequeno para estas resistências de forma a que a queda de tensão fosse o mais reduzida possível. Por outro lado, a potência que estas resistências teriam de dissipar seria razoável (cerca de 1 W), por isso foram escolhidas resistências de potência com capacidade de dissipação de 5 W .

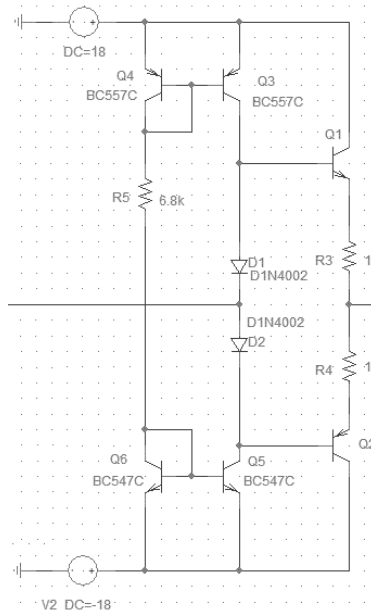


Figura 3.16: Andar de saída do drive de controlo do motor

O circuito completo, com as alterações efetuadas que são descritas no Capítulo 4, para atuação do motor pode ser encontrado no Anexo 9.3. As Figura 3.17 a Figura 3.20 apresentam a análise DC e a tensão na saída do circuito, obtidas por simulação, para o sinal PWM com um duty-cycle de 0%, 50% e 100%, respetivamente.

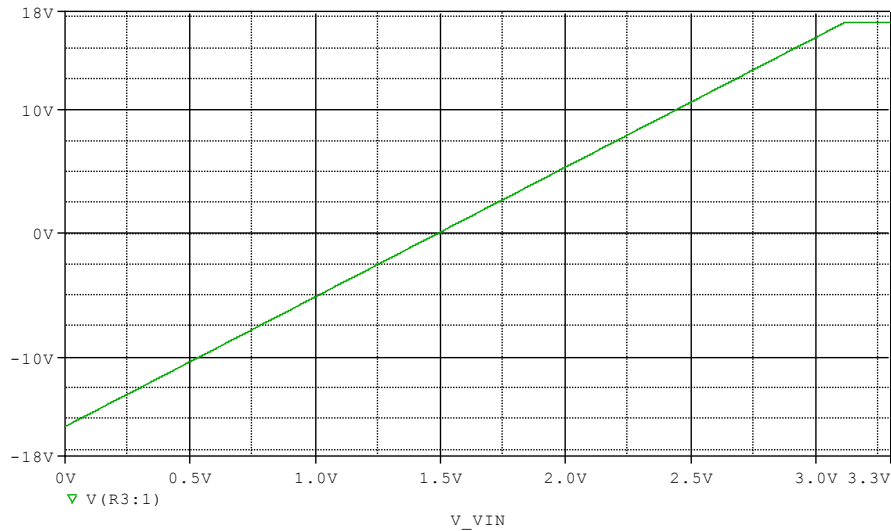
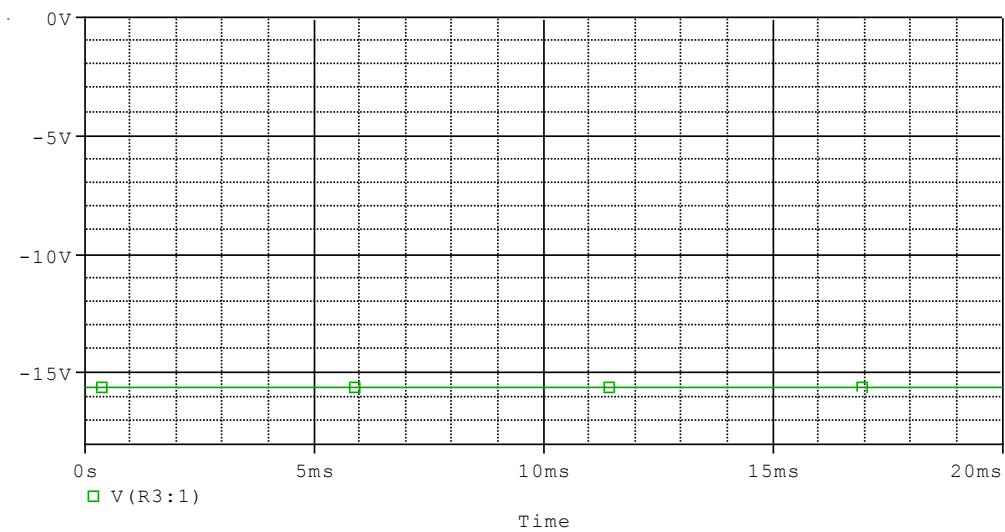
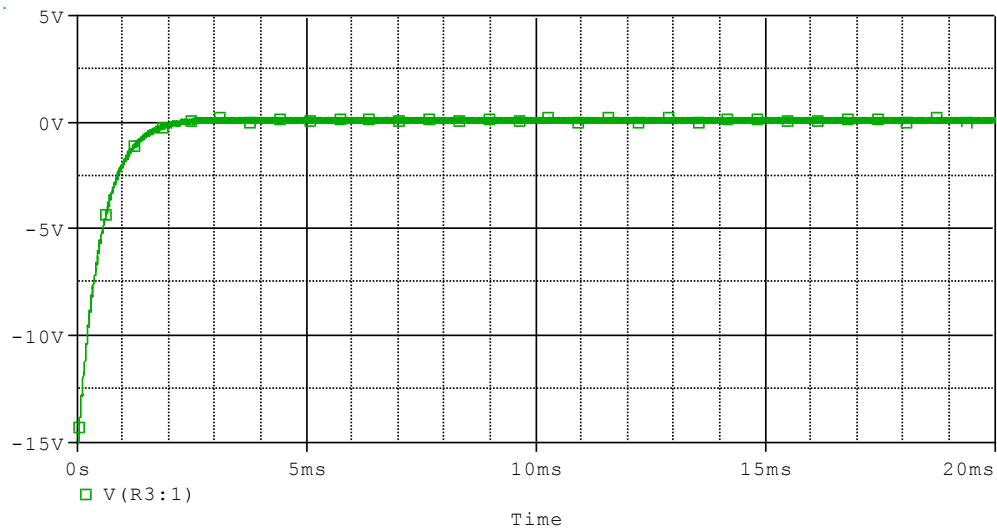
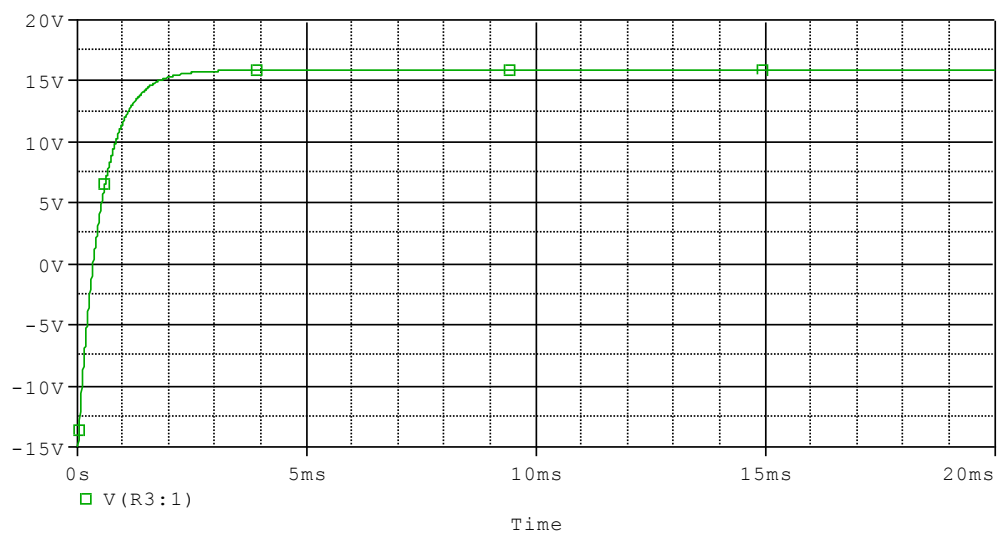


Figura 3.17: Análise DC do circuito de drive do motor

As observações que se podem fazer perante o gráfico obtido são que, variando a tensão na entrada do circuito de 0 V até 3 V, a saída do circuito varia um pouco além do que se esperava (varia entre -15.6 V e 15.8 V). No entanto, estes valores podem ser explicados pela utilização na simulação de modelos dos transístores do andar de saída diferentes dos escolhidos e do OPAMP com diferentes níveis de saturação da saída. Apesar disso, a simulação serviu para verificar que os componentes dimensionados estariam próximos do desejado.

Figura 3.18: V_{out} do drive do motor para $\delta = 0\%$

As curvas exponenciais que surgem nos sinais de saída para um duty-cycle de 50% e 100% nos 3 ms iniciais devem-se ao condensador se encontrar descarregado, ou seja, a tensão na entrada do OPAMP é nula, logo a saída correspondente são os -15 V . No sistema físico isto também acontece, no entanto, sendo o motor um sistema lento, não é sensível a esta diferença de tensão.

Figura 3.19: V_{out} do drive do motor para $\delta = 50\%$ Figura 3.20: V_{out} do drive do motor para $\delta = 100\%$

3.2.3 Encoder ótico:

De forma a controlar o deslocamento da barra utilizou-se um encoder ótico, juntamente com uma *codewheel* acoplada ao eixo do motor.

A referência da *codewheel* utilizada é da série HEDS-5120#A06, que tem uma resolução de 500 *imp/rev*. O encoder usado foi o HEDS-9100, ambos da fabricante Avago.

O encoder ótico pode ser alimentado até um máximo de 7V e gera dois sinais, ondas quadradas, de amplitude igual à tensão de alimentação, que são interpretados pelo μC (o método utilizado na interpretação dos sinais do encoder será descrito, posteriormente, no Capítulo 5), permitindo calcular o deslocamento e a direção a partir da resolução conhecida da *codewheel*.



Figura 3.21: Codewheel utilizada (Fonte: [12])

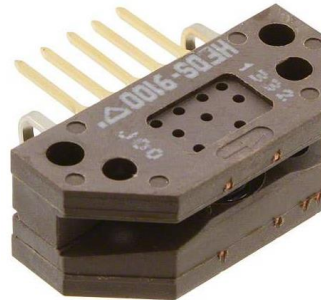


Figura 3.22: Encoder utilizado (Fonte: [13])

3.2.4 Localização do ponto de referência:

Sempre que necessário, a barra deve deslocar-se até ao ponto de referência, o zero da escala angular. Para detetar a passagem da barra por este ponto optou-se por utilizar um emissor e um recetor de infravermelho (IR). O recetor apresenta na saída o valor 0 sempre que deteta um sinal IR. Sinal este que é refletido pelo ponteiro quando passa na direção da radiação do emissor. Quando não é detetado nenhum sinal IR pelo recetor, a sua saída tem o valor da tensão de alimentação (nível lógico “1”). O diodo encontra-se sempre a emitir radiação.

O diodo emissor utilizado foi o TSUS4300 e o recetor o SOP38538, ambos do fabricante Vishay. Os circuitos de alimentação do emissor e do recetor são apresentados na Figura 3.23.

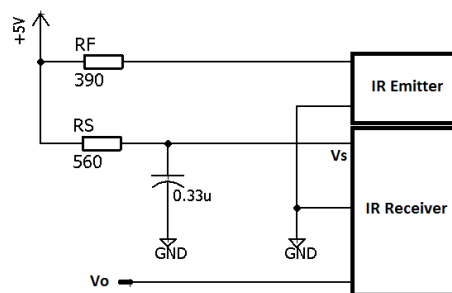


Figura 3.23: Circuito de alimentação do emissor e do recetor IR

Definiu-se uma tensão de alimentação de 5 V, que seria utilizada para alimentação do encoder e podia ser partilhada por diferentes componentes. O fabricante aconselhava um valor máximo de 1kΩ para a resistência RS. Definiu-se, então uma corrente de alimentação de 1 mA, sendo o máximo admitido pelo recetor 3 mA. Para uma resistência de 560 Ω, obteve-se:

$$V_s = 5 - 0.56 = 4.75 \text{ V} \quad (3.34)$$

O valor do condensador era aconselhado que fosse superior a 0.1 μF, logo optou-se por um de 0.39 μF.

Relativamente ao diodo, a corrente máxima de polarização definida era de 100 mA e a *Forward Voltage* (V_F) típica era de 1.3 V. Definiu-se uma corrente de 10 mA, donde se obteve um valor para a resistência RF de:

$$RF = \frac{5 - 1.3}{10^{-2}} = 370\Omega \quad (3.35)$$

Perante o resultado optou-se por utilizar uma resistência de 390Ω .

3.3 Fonte de alimentação

O sistema completo exige tensões e correntes que não estão disponíveis na ligação USB, logo, necessita de uma fonte elétrica. Ao mesmo tempo deve ser autónomo, no sentido em que é possível ligar o sistema sem estar ligado ao computador e ainda assim o motor deslocar-se para a posição inicial. Para isso a alimentação é feita através de uma ligação à rede elétrica. Os circuitos necessários para alimentar os diversos componentes eletrónicos, tais como, o drive de controlo do motor, o encoder ótico, o μC e ainda o emissor e o recetor infravermelho, são descritos individualmente. A fonte de alimentação do sistema é representada no diagrama de blocos da Figura 3.24.

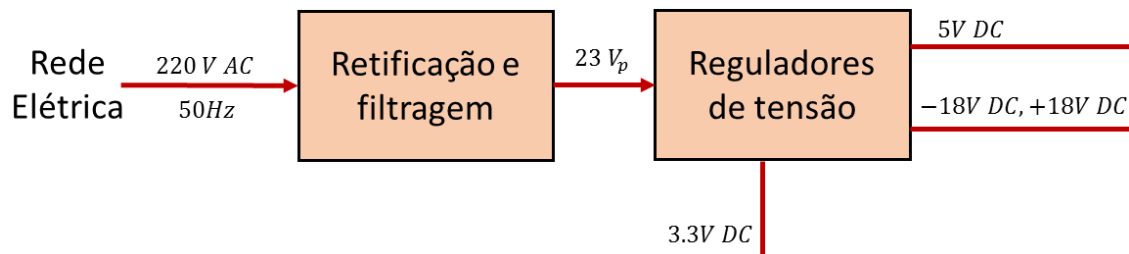


Figura 3.24: Diagrama de blocos da fonte de alimentação

3.3.1 Reguladores de $\pm 18 V$:

Para alimentar o drive de controlo do motor apresentado em 3.2, é necessário obter $+18 V$ e $-18 V$. Estas tensões são obtidas através de dois reguladores similares, apresentados em [14]. O regulador que permite obter os $+18 V$ é apresentado na Figura 3.25 e o regulador de $-18 V$ é o apresentado na Figura 3.26.

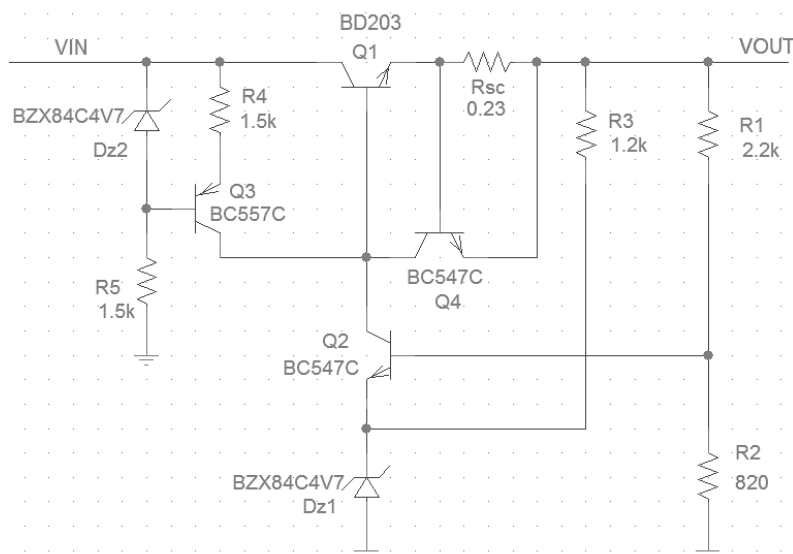


Figura 3.25: Regulador de $+18V$

O dimensionamento deste regulador foi realizado da seguinte forma:

- i. Definiu-se o valor para o díodo zener de 4.7 V , permitindo calcular os valores de $R1$ e $R2$ da seguinte forma:

$$\frac{V_{out}}{R1 + R2} = \frac{V_{z1} + V_{BEon}(Q3)}{R2} \quad (3.36)$$

Desenvolvendo em ordem a $R1$ e $R2$, considerando um V_{BEon} de 0.7 V , obteve-se uma relação de $\frac{R1}{R2} = 2.33$, tendo-se escolhido para $R1$ e $R2$ os valores de $2.2\text{ k}\Omega$ e $820\text{ }\Omega$, respetivamente.

- ii. Para que D_{z1} seja polarizado corretamente, $R3$ deve ser capaz de garantir no mínimo 10 mA , logo:

$$R3 = \frac{V_{out} - V_{z1}}{I_{Dz1}} \quad (3.37)$$

Tendo-se obtido o valor de $1.33\text{ k}\Omega$ para a resistência $R3$, decidiu-se usar uma de $1.2\text{ k}\Omega$, garantindo assim uma corrente ligeiramente mais elevada que, ao mesmo tempo, garantia a correta polarização do zener.

- iii. Para alimentar todos os circuitos a jusante do regulador, a corrente fornecida pelo regulador seria, no máximo, 2 A . O transístor $Q1$ tem um ganho de corrente ($h_{FE} = 1000$), logo:

$$I_B(Q1) = \frac{I_{out}}{h_{FE}} \quad (3.38)$$

Obteve-se o valor de 2 mA de corrente de base do transístor $Q1$, permitindo dimensionar a fonte de corrente composta pelo zener D_{z2} , pelo transístor $Q2$ e pelas resistências $R4$ e $R5$. Definiu-se um valor de 4.7 V , permitindo calcular o valor máximo da resistência $R4$ da seguinte forma:

$$R4 \leq \frac{V_{z2} - V_{BEon}(Q2)}{I_B(Q1)} \quad (3.39)$$

O obteve-se um valor de $2\text{ k}\Omega$, decidindo-se usar uma resistência de $1.5\text{ k}\Omega$.

- iv. A tensão mínima de entrada do circuito foi obtida da seguinte forma:

$$V_{in} \geq V_{out} + V_{CEsat}(Q1) \quad (3.40)$$

$$V_{in} \geq 18 + 2.0$$

Obtendo-se uma tensão mínima de entrada do circuito de 20 V.

- v. Para finalizar o dimensionamento da fonte de corrente, $R5$ foi calculada da forma a garantir, pelo menos, 10 mA, necessários para a polarização do zener D_{z2} , tendo sido efetuado o cálculo da seguinte forma:

$$R5 = \frac{V_{in} - V_{z2}}{I_{D_{z1}}} \quad (3.41)$$

Perante o resultado obtido de 1.53 kΩ, optou-se por utilizar uma resistência com valor 1.5 kΩ.

- vi. Finalmente, o circuito de proteção contra sobreintensidades, constituído por R_{sc} e $Q4$, foi dimensionado de forma a proteger o circuito para correntes superiores a 3 A. Para que $Q4$ entre em funcionamento é necessário que lhe seja aplicada uma tensão entre a base e o emissor de ≈ 0.7 V, logo, para 3 A, a queda de tensão em R_{sc} deve apresentar o mesmo valor. Pode-se assim, calcular a resistência.

$$R_{sc} = \frac{V_{BE_{on}}(Q4)}{I_{sc}} \quad (3.42)$$

O valor da resistência obtido foi de 0.23 Ω. Uma vez que a resistência tem um valor tão pequeno e será percorrida por uma corrente elevada, esta necessita de dissipar alguma potência, logo teve de ser escolhida uma capaz de dissipar 2.1 W ($P = RI^2$).

O dimensionamento dos elementos do regulador de -18 V, apresentado na Figura 3.26, é o mesmo que foi realizado no ponto anterior. As diferenças existentes são, apenas, os transístores usados, uma vez que são os complementares aos usados no anterior regulador. Onde era utilizado um transístor NPN, agora utiliza-se um PNP e vice-versa.

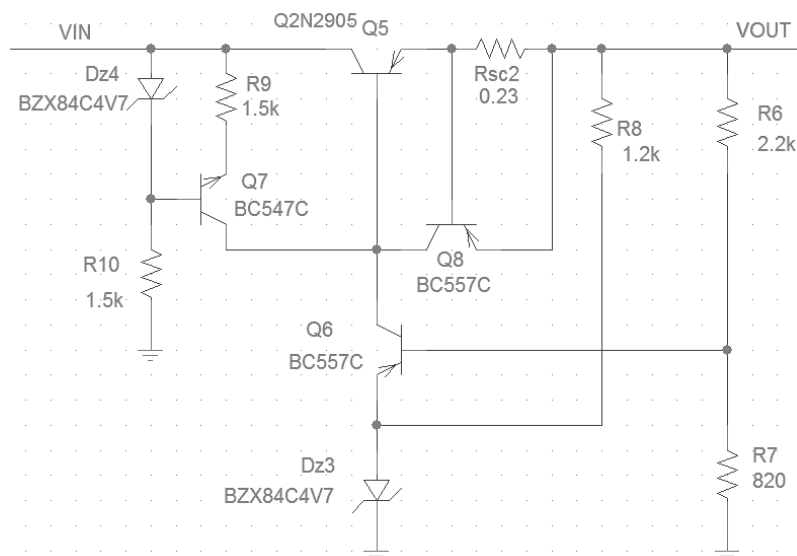


Figura 3.26: Regulador de -18V

3.3.2 Retificador de onda completa com filtragem:

Para converter a tensão sinusoidal da rede numa tensão contínua mínima de 20 V projetou-se o circuito apresentado na Figura 3.27. Tendo a rede elétrica uma tensão eficaz de 220 VAC, 50 Hz e a tensão necessária para alimentar o circuito ser inferior, foi necessário utilizar um transformador de forma a reduzir a tensão.

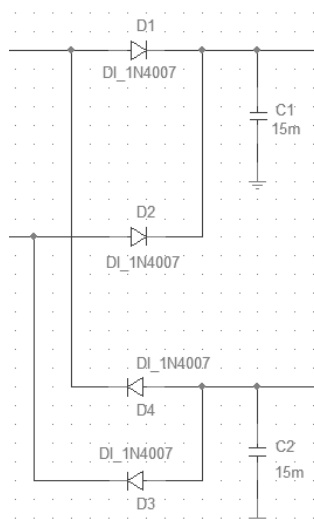


Figura 3.27: Retificador de onda completa com filtragem

Para escolher os componentes do circuito começou-se por definir que a tensão eficaz na saída seria de 21 V_{rms}, com uma corrente máxima de 2.5 A e o *ripple* associado inferior a 2 V. Assim calculou-se a capacidade mínima para o condensador, equação (3.43), e a tensão do secundário do transformador, equação (3.44):

$$V_{ripple} = \frac{1}{2fC} I_o \quad (3.43)$$

$$V_{in_p} = V_{op} + V_D \quad (3.44)$$

obtendo-se uma capacidade de 12.5 mF e, utilizando um díodo (1N5404) com $V_D = 1.2 \text{ V}$, uma tensão de 23.2 V_p do secundário do transformador. Sendo a tensão eficaz dada por:

$$V_{ef} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (3.45)$$

o que perfaz uma tensão eficaz mínima do secundário do transformador de 16.4 V_{rms} . A potência que o transformador tem de ser capaz de fornecer é obtida pelo produto da tensão com a corrente do secundário (Equação (3.46)):

$$P = V_2 I_2 = 16.4 \times 2.5 = 41 \text{ VA} \quad (3.46)$$

Perante os resultados obtidos anteriormente, o transformador escolhido tem como tensões do secundário $18 \text{ V} - 0 - 18 \text{ V}$ de potência nominal de 100 VA .

Depois de dimensionados os reguladores e o retificador de onda completa com filtragem, implementaram-se, no simulador PSPICE, os vários circuitos, para verificar o seu funcionamento. A simulação da tensão sinusoidal na saída do transformador utilizado é apresentada na Figura 3.28. As tensões obtidas, na simulação, na saída dos reguladores são apresentadas na Figura 3.29.

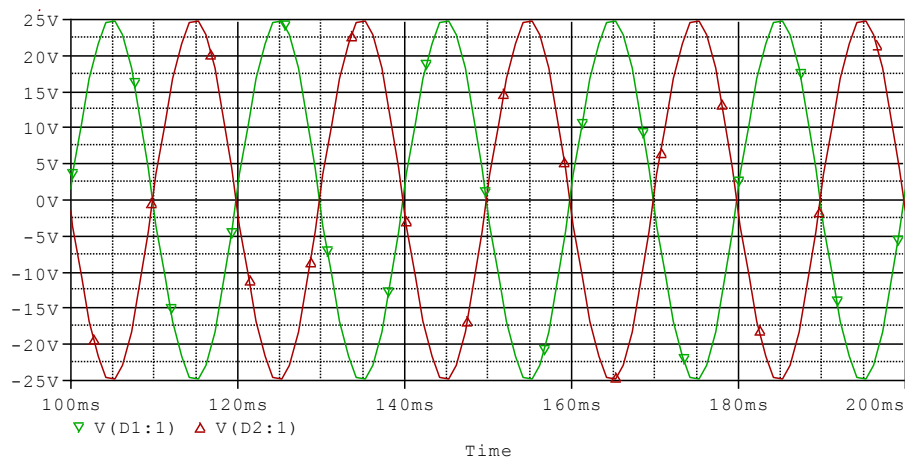


Figura 3.28: Tensão do secundário do transformador

As tensões obtidas na simulação são, ligeiramente, superiores ao esperado. No entanto, esta diferença pode ser justificada pela utilização do modelo de um transístor de potência diferente do utilizado no dimensionamento, ou seja, diferente $V_{BE_{on}}$ e, também, devido a este ter sido simulado sem lhe aplicar nenhuma carga. Apesar disso, esta simulação inicial permitiu perceber que a ordem

de grandeza dos componentes utilizados era a correta. Depois de realizada a montagem, o pior que poderia acontecer seria ter-se que alterar um pouco o valor das resistências de forma a ajustar os reguladores.

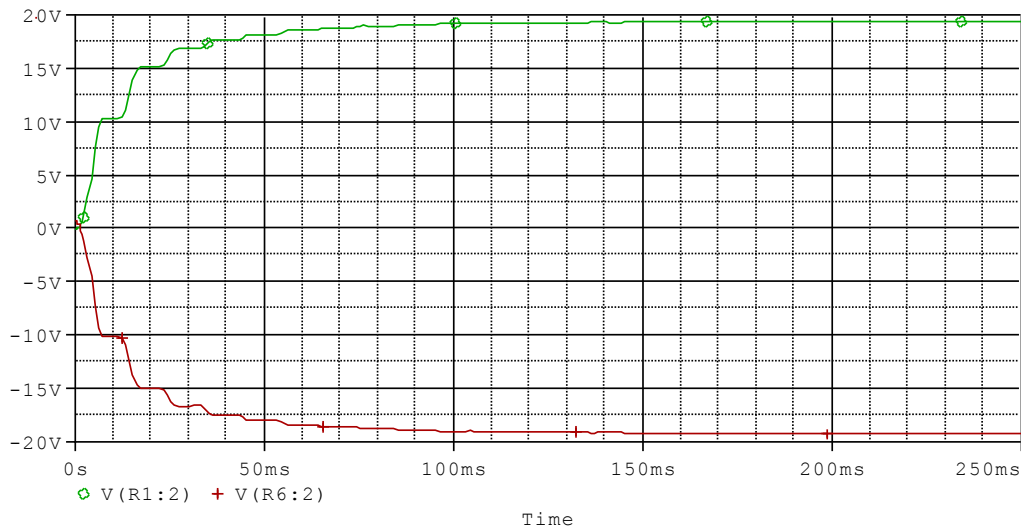


Figura 3.29: Tensões de saída dos reguladores

3.3.3 Reguladores de 5 V e 3.3 V:

Para alimentar o PIC32 é necessária uma tensão entre 2.3 V e 3.6 V, por isso decidiu-se utilizar um regulador de tensão integrado, com a referência $\mu A78M33$, que permite obter uma tensão estável de 3.3 V.

O encoder ótico, tal como foi referido, anteriormente, no capítulo 3.2.3, necessita de uma tensão de alimentação máxima de 7 V, sendo recomendável utilizar uma tensão de 5 V. Por isso, utilizou-se um regulador de tensão integrado com a referência *LM7805*.

A tensão de entrada destes reguladores é os +18 V do regulador descrito no ponto anterior.

Estes dois reguladores necessitam de condensadores na entrada e na saída para filtragem de pequenas oscilações das tensões. A forma como foram montados é apresentada nas Figura 3.30 e Figura 3.31. Posteriormente, no desenho da PCB, adicionou-se um condensador de desacoplamento em cada uma das pistas das tensões reguladas (condensadores C14 e C15), estes condensadores, referidos em [15], são responsáveis pela filtragem de componentes de baixa frequência que possam existir na tensão de alimentação dos circuitos integrados e prejudiquem o *Power Supply Rejection Ratio*, *PSRR*.

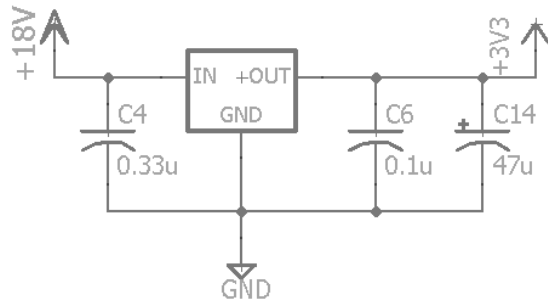


Figura 3.30: Regulador de 3.3V

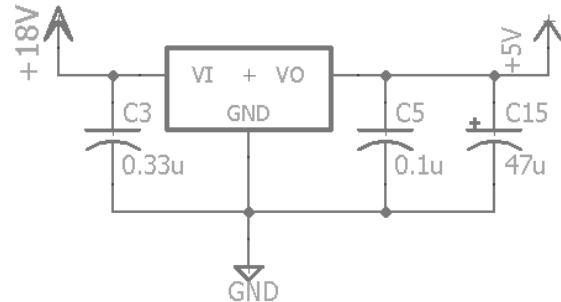


Figura 3.31: Regulador de 5V

3.4 Displays 7 segmentos

Para que fosse possível identificar a posição da barra de diferentes formas, optou-se por utilizar um display de 7 segmentos que apresentasse a posição angular absoluta da barra. O circuito de controlo do display é apresentado na Figura 3.32. A informação para cada um dos dígitos é enviada em sequência, alternadamente, pelo microcontrolador.

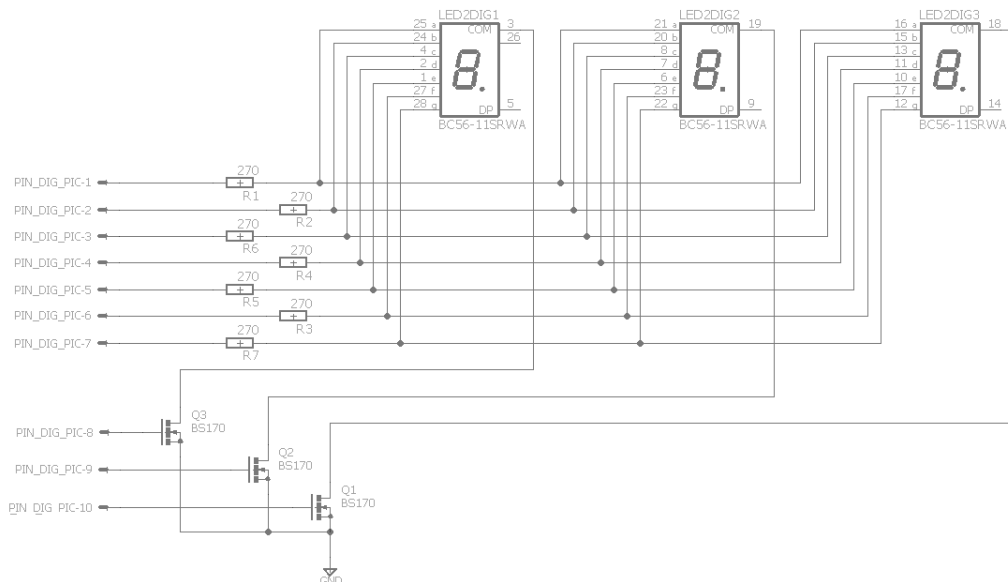


Figura 3.32: Circuito de controlo dos displays

A razão pela qual o olho humano não deteta que 2 dos dígitos estão apagados e o outro tem a informação que lhe corresponde é que a velocidade a que é feita a comutação entre dígitos, a cada 5 ms, é superior a qual o olho humano tem capacidade de deteção. A ativação sequencial de cada um dos dígitos é realizada pela ativação do porto ligado à *gate*, do MOSFET cujo dreno se encontra ligado ao cátodo dos LED's do display e a massa, fechando o circuito para que estes irradiem brilho.

3.5 Microcontrolador

Todos os processos são controlados por um microcontrolador. O μC utilizado foi o PIC32MX da Microchip®. A placa com o chip incorporado é apresentada na Figura 3.33.

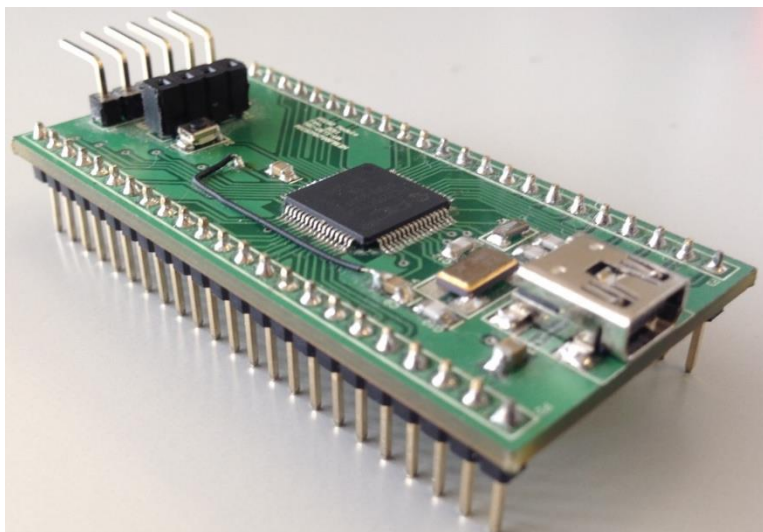


Figura 3.33: PCB do PIC32

Este chip é alimentado com uma tensão máxima recomendada de 3.6 V, razão que levou a que se utilizasse um regulador com tensão de saída de 3.3 V. Este μC possui 5 timers de 16 bits com possibilidade de associação de 2 timers de forma a criar um timer de 32 bits, 5 saídas PWM (Output Compare Modules, OCM), 5 pinos de interrupções externas, permite configurar as interrupções associadas aos pinos e aos timers e diferenciar a prioridade de cada uma das interrupções individualmente. Possui múltiplos pinos digitais que podem ser configurados como entrada ou saída, individualmente. Tem capacidade para diferentes protocolos de comunicação, entre os quais USB para estabelecer comunicação com um computador.

Terminado o dimensionamento de todos os circuitos seguiu-se o desenho das PCB's, sendo estas disponibilizadas no Anexo 9.4.

4 Montagem do sistema didático

Neste capítulo é descrito o processo de montagem de todo o projeto, começando pela PCB até à montagem de toda a estrutura do sistema. São apresentadas todas as verificações e alterações, quando necessárias, de todos os blocos eletrónicos do sistema. Foram verificados os valores nominais dos vários reguladores, a variação da tensão de saída do drive de controlo do motor em função do PWM aplicado pelo microcontrolador, a ativação dos displays e a correta deteção do sinal do recetor infravermelho.

4.1 Montagem da máquina

A montagem da máquina teve início com a construção da PCB e a soldadura dos componentes. Os *layouts* de ambas as PCB's construídas são apresentados no Anexo 9.4. O aspeto final da PCB foi apresentado na Figura 4.1.

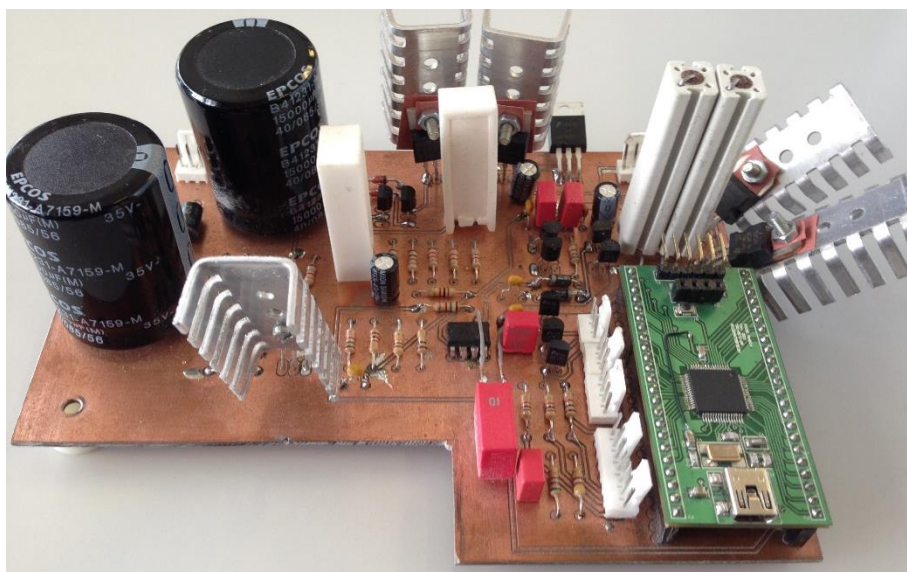


Figura 4.1: Montagem final da PCB

A PCB construída para ligar os displays, ligada por fios condutores à PCB principal, está presente na Figura 4.2, identificado como A. O transformador, o encoder e a codewheel juntamente com a estrutura de fixação do motor, o conector de alimentação, o botão ON/OFF da máquina e o eixo de rotação da barra estão também identificados, respetivamente, por B, C, D, E e F na Figura 4.2.

Pode-se observar, com mais detalhe, na Figura 4.3, a estrutura de fixação do motor e o suplemento ao eixo do motor para montagem da roda do sistema de engrenagens, descritas anteriormente e, à exceção das engrenagens, construídos exclusivamente para integrar o protótipo. A montagem do emissor e recetor IR, identificados por G e o sistema de engrenagens são apresentados na Figura 4.4.

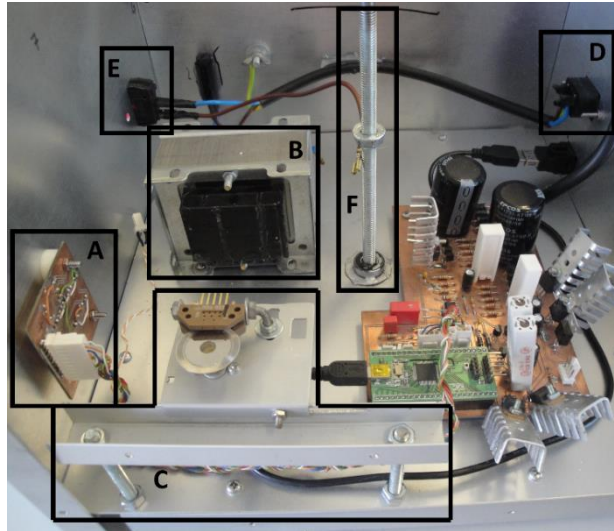


Figura 4.2: Fotografia do interior da caixa com identificação dos elementos principais

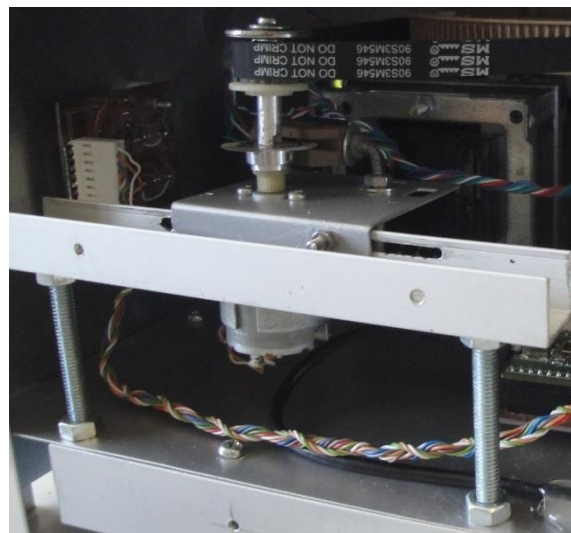


Figura 4.3: Pormenor do sistema de fixação do motor

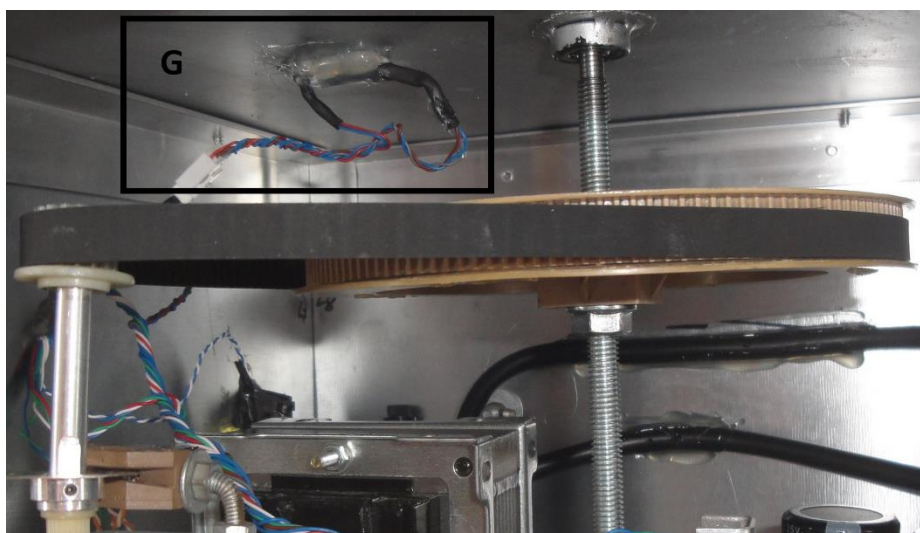


Figura 4.4: Pormenor do sistema de engrenagens e eixos do sistema mecânico

O resultado final da montagem interior da caixa foi o apresentado na Figura 4.5.

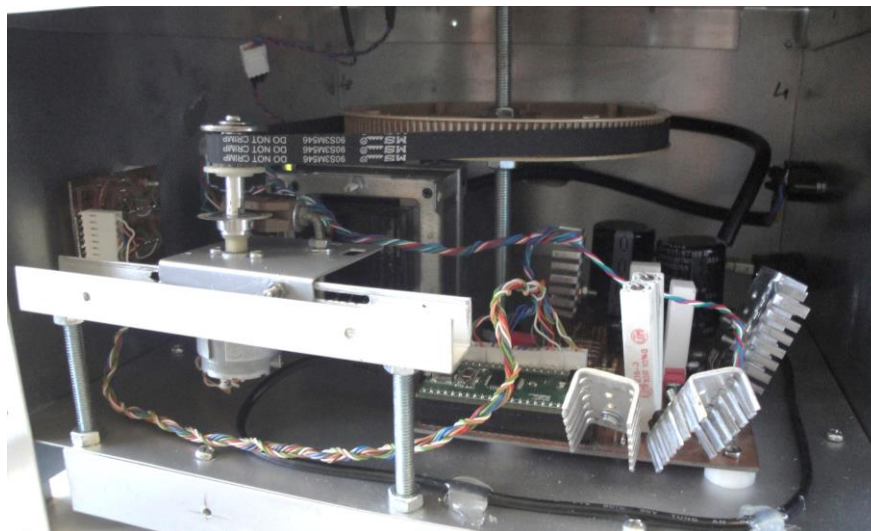


Figura 4.5: Montagem final do interior

No exterior, no topo da caixa, colocou-se, a fechar a área de rotação da barra, acrílico, tal como pode ser verificado na Figura 4.6. A frente do protótipo, como se pode verificar, tem o botão ON/OFF do sistema e os displays com a posição da barra.

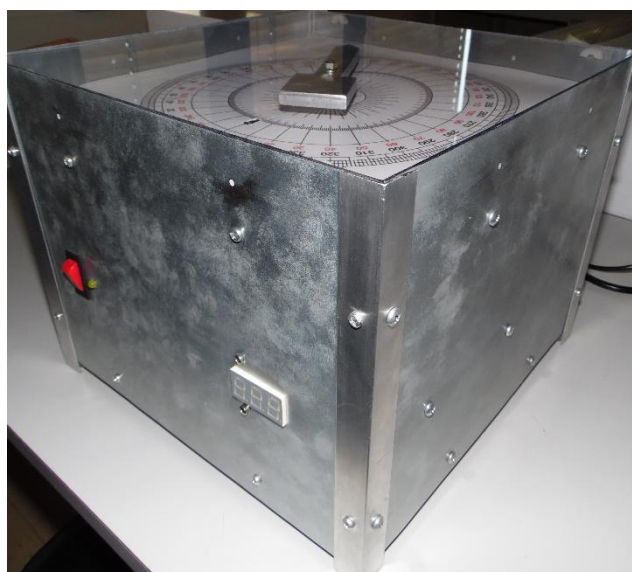


Figura 4.6: Aspeto exterior do protótipo

O painel traseiro do protótipo, apresentado na Figura 4.7, tem os dois conetores necessários para a alimentação e para a comunicação USB com o PC. Na Figura 4.8, mostra-se em pormenor o aspeto da escala angular montada no sistema e como o emissor e recetor IR são visíveis ao utilizador.

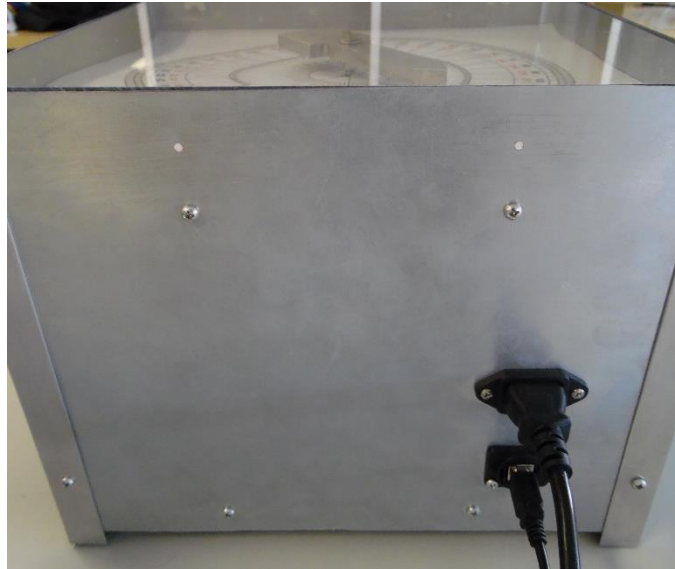


Figura 4.7: Pannel da retaguarda da caixa

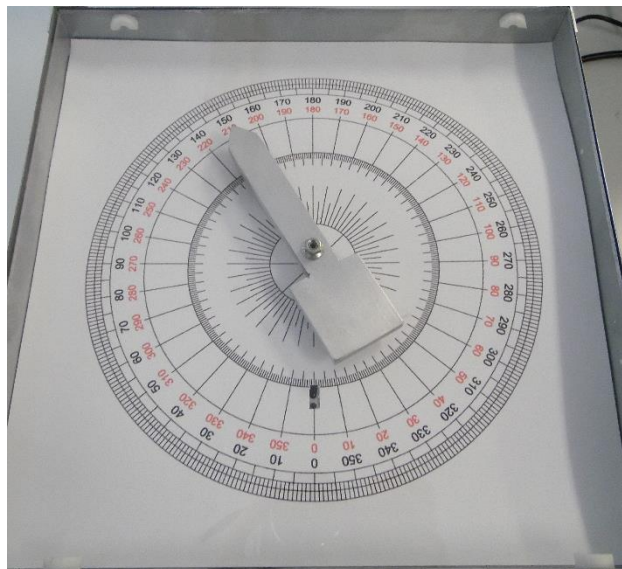


Figura 4.8: Escala angular e emissor e recetor IR

4.2 Testes dos circuitos eletrónicos

Nesta secção apresentam-se os testes ao funcionamento e alterações efetuadas aos circuitos eletrónicos.

Os primeiros circuitos a serem testados foram os dois reguladores de $+18\text{ V}$ e -18 V . Estes apresentaram resultados diferentes. Enquanto que para o regulador de $+18\text{ V}$, a tensão de saída variava entre $+17.4\text{ V}$ e $+17.8\text{ V}$ (Figura 4.9), o regulador simétrico tinha na saída tensões a variar entre -19.7 V e -20.2 V . Para ajustar a tensão de saída para o valor pretendido, optou-se por substituir a resistência de $2.2\text{ k}\Omega$ (R6 da Figura 3.26), por uma de $1.8\text{ k}\Omega$, obtendo-se assim na saída uma tensão próxima de -18 V (Figura 4.10).

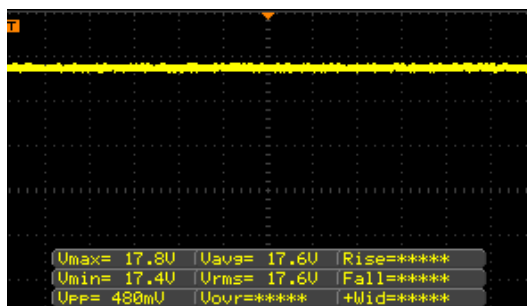


Figura 4.9: Medição da tensão de saída do regulador 18V

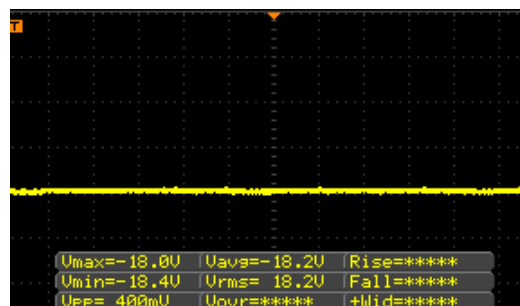


Figura 4.10: Medição da tensão de saída do regulador -18V

Os restantes reguladores, o de 5 V e o de 3.3 V, sendo reguladores integrados, a sua tensão de saída era a esperada.

O circuito de controlo do motor foi o que apresentou mais problemas para que funcionasse corretamente. O primeiro problema que se encontrou no circuito estava relacionado com o *offset*, porque para um $\delta = 50\%$, a tensão na saída do OP-AMP que deveria ser nula, apresentava uma tensão de +2 V. Verificou-se que a causa era a tensão criada pelo divisor resistivo constituído por R19 e R20 que não estava ajustado. A solução passou por substituir R19 por uma resistência de 1.5 k Ω . Esta alteração permitiu diminuir o *offset* para menos de 500 mV.

Efetuada a alteração, verificou-se que os transístores de polarização dos díodos (Q3 e Q5 da Figura 3.16) sofriam de embalamento térmico. Para resolver esta questão colocaram-se duas resistências de 10 Ω entre o emissor e alimentação correspondente dos dois transístores.

Feitas as anteriores alterações, ao testar o circuito, ao fim de algum tempo, a tensão na saída do circuito tinha tendência a se aproximar a tensão de alimentação positiva. Caso se encostasse os dedos ao dissipador do transístor de potência do andar de saída, a tensão aproximava-se do valor correto. Este comportamento levou a concluir-se que os transístores Q1 e Q2 estavam a sofrer de embalamento térmico. Substituiu-se as resistências R3 e R4 por umas de 10 Ω com capacidade para dissipar 10 W, resolvendo o problema. O valor destas resistências é claramente demasiado elevado. Contudo, foi na altura o valor mais baixo disponível no armazém de componentes eletrónicos, não se tendo, depois, substituído por outras resistências mais adequadas.

Ao verificar se o circuito já estaria a funcionar encontrou-se outro problema. A tensão na saída do circuito era uma senoide com 26 V_{pp} e aproximadamente 200kHz, em que o valor médio era o correspondente ao pretendido, quando ajustado pelo sinal PWM. A origem desta senoide era o circuito envolvendo o OP-AMP, pelo que se experimentou colocar um filtro passa baixo, depois do ponto de realimentação, constituído por uma resistência de 100 Ω e um condensador, não eletrolítico, de 2.2 μF , para filtrar o sinal. Alteração que veio a confirmar-se positiva, uma vez que, a senoide desapareceu, tendo a saída do OP-AMP passado a apresentar um valor constante. O circuito com as retificações efetuadas é apresentado na Figura 4.11.

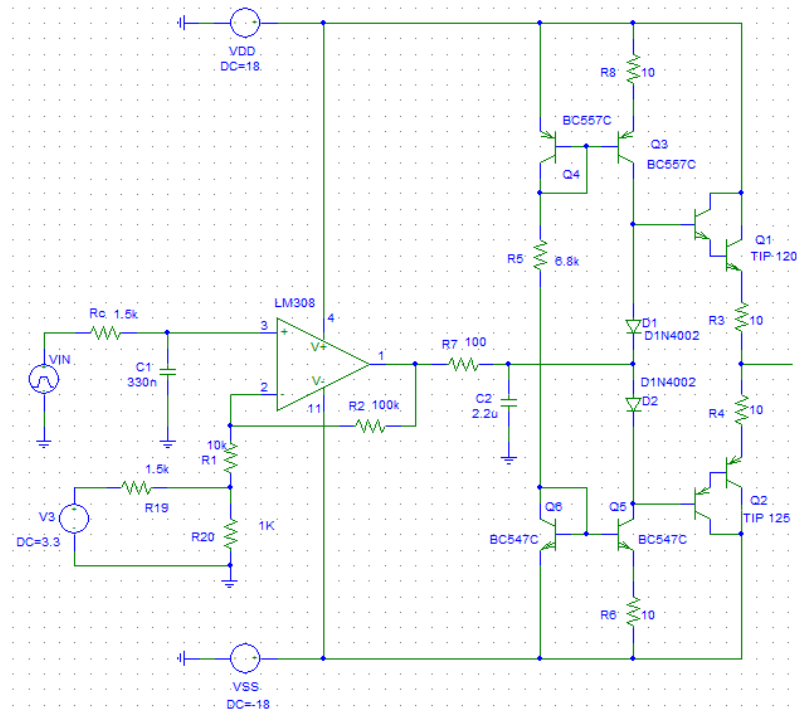


Figura 4.11: Esquema do circuito com as alterações efetuadas

Pôde-se então verificar se a tensão de saída, em vazio, correspondia à tensão enviada pelo MATLAB®, tendo-se desenvolvido um script para o efeito disponibilizado no Anexo 9.5. Verificou-se que o circuito funcionava de acordo com o esperado, apresentando apenas tensões de saturação inferiores às previstas, tal como é possível observar pela Figura 4.12.

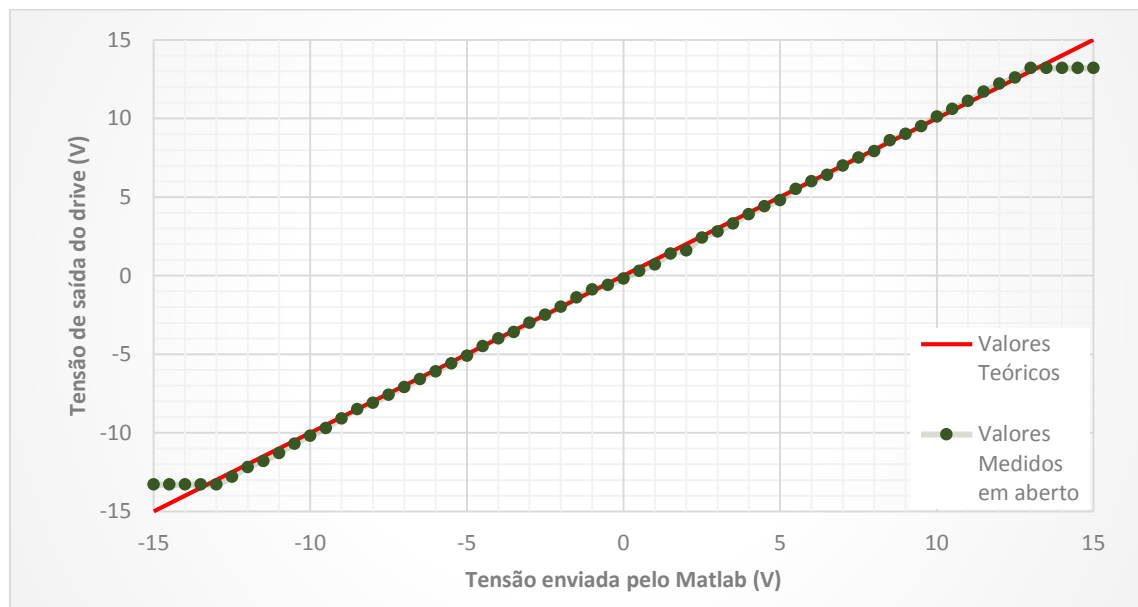


Figura 4.12: Característica do drive de controlo em vazio

Ligou-se o motor ao circuito para realizar novas medições e verificar se o circuito se comportava da mesma forma, sendo que se verificou um offset de -2.5 V para tensões positivas e um offset de

$+0.5\text{ V}$ para tensões negativas. Para compensar o *offset*, aplicou-se um pré-distorçor, implementado por *software*, no μC , podendo confirmar-se o seu efeito na Figura 4.13. Decidiu-se, também por *software*, limitar a tensão de alimentação do motor a $\pm 12\text{ V}$. No entanto, o limite de saturação, no decorrer dos testes, foi alterado para $\pm 8\text{ V}$ porque verificou-se que a barra adquiria bastante velocidade e causava demasiado esforço ao eixo de rotação acoplado ao motor.

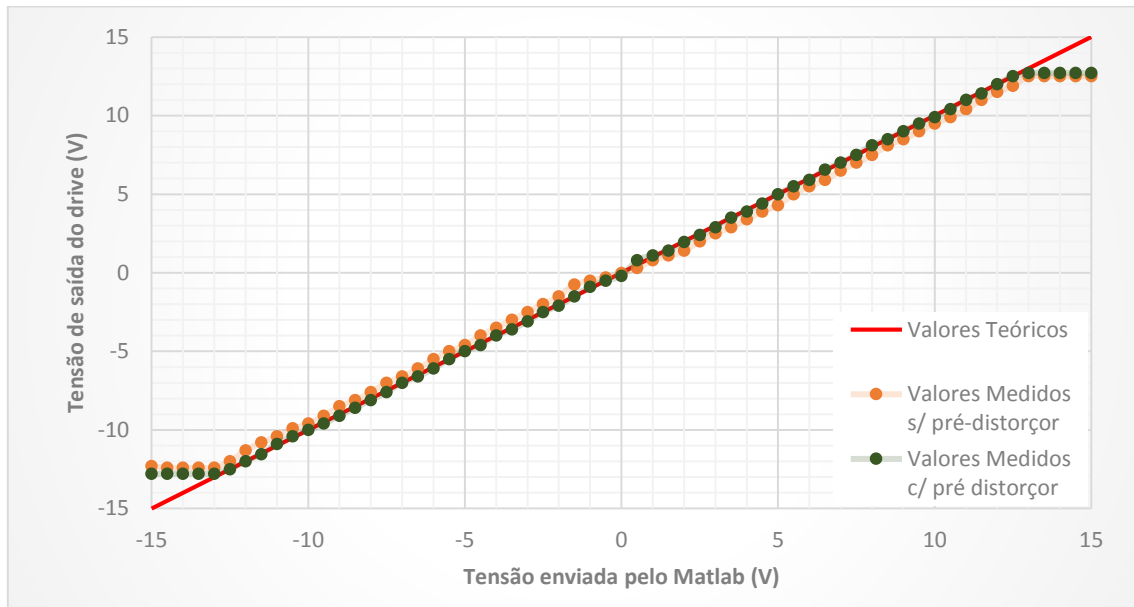


Figura 4.13: Característica do drive de controlo em carga

O último circuito que necessitou de retificações foi o de alimentação do led emissor de IR. O que se constatou foi que o recetor não detetava um sinal contínuo, mas sim pulsos de radiação. Por esta razão foi necessário substituir a alimentação contínua de $+5\text{ V}$, por um sinal PWM de frequência 50 kHz com $\delta = 50\%$. O restante circuito relacionado com a localização do ponto de referência permaneceu inalterado.

Realizadas todas as verificações e alterações procedeu-se à obtenção da relação entre a velocidade e a tensão aplicada ao motor. O método utilizado passou por variar a tensão aplicada ao motor entre -8 V e $+8\text{ V}$, com incrementos de 0.1 V , e passados 1.5 segundos, mediu-se a velocidade de rotação da barra. Os resultados obtidos, utilizando o script MATLAB® (Anexo 9.6), são apresentados na Figura 4.14.

Verificou-se que, apesar de a tensão pretendida ser efetivamente a tensão aplicada ao motor, este não apresentava um comportamento regular. Por outras palavras, a velocidade da barra para tensões positivas não era a mesma para tensões negativas e a banda morta do motor era assimétrica em relação aos 0 V . Perante isto, optou-se por reajustar o pré-distorçor, perdendo correspondência entre a tensão enviada e a tensão aplicada, mas ganhou-se precisão e simetria na velocidade do motor.

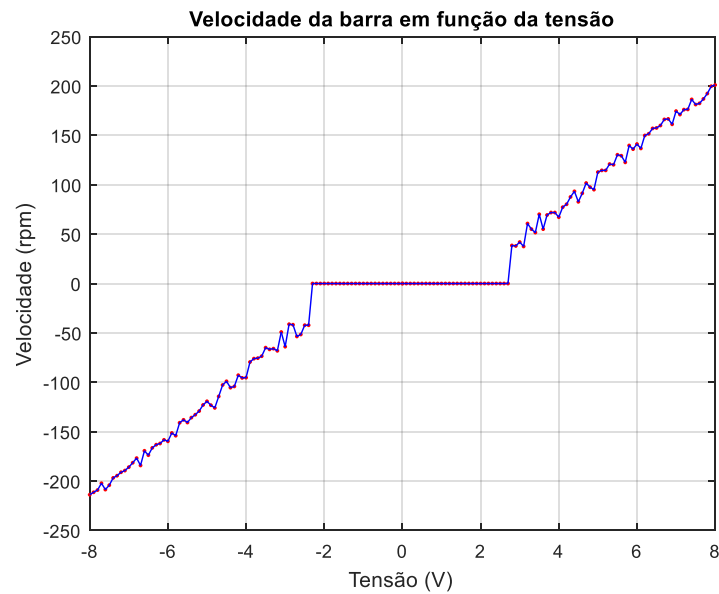


Figura 4.14: Velocidade da barra com pré-distorçor aplicado

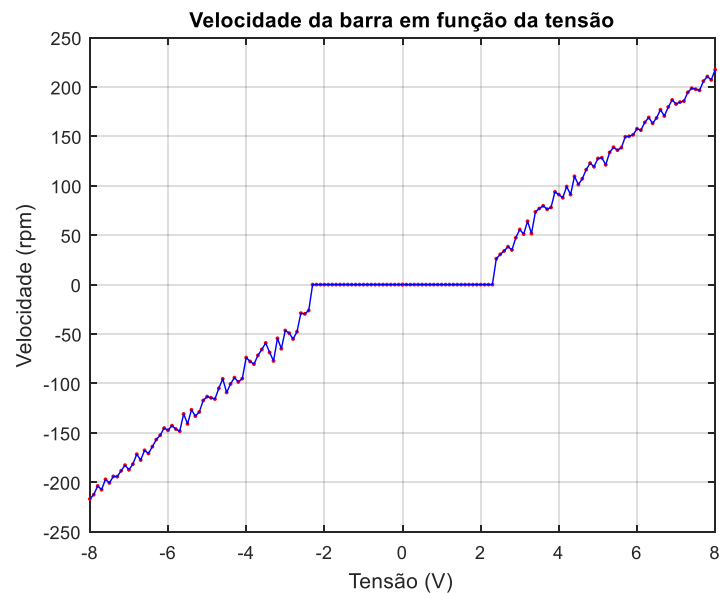


Figura 4.15: Velocidade da barra com pré-distorçor ajustado

Esta alteração, do ponto de vista do utilizador, não é detetada e permite obter melhores resultados do ponto de vista de controlo de sistemas. O ajuste do pré-distorçor permitiu obter resultados semelhantes ao apresentado na Figura 4.15, onde para as tensões de -8 V e $+8\text{ V}$, as velocidades têm valor absoluto semelhante.

As pequenas falhas no funcionamento do drive do motor podem ser justificadas pelo facto da realimentação do circuito não estar do ponto entre as resistências do andar de saída para a entrada negativa do OPAMP e de a tensão dos díodos não ser semelhante ao V_{BE} dos transístores do andar de saída.

5 Desenvolvimento do *Software*

Neste capítulo descreve-se o *software* implementado no μC e as funções de interface do MATLAB® com o mesmo.

5.1 Código implementado no μC

Tal como já foi referido anteriormente, o μC utilizado foi o PIC32 da Microchip®. O código implementado foi concebido tendo por base um programa, produzido pela Microchip®, que realiza a comunicação USB com um computador. A partir do programa inicial realizaram-se as alterações necessárias para que o PIC realizasse as tarefas pretendidas, descritas neste capítulo.

As configurações efetuadas no PIC32 de forma a realizar todas as tarefas são as seguintes:

i. Configuração de portos como entradas e saídas:

Os portos de ativação dos displays foram configurados como saída digital, os pinos para interpretação da saída do recetor IR e dos sinais do encoder foram configurados como entrada digital.

ii. Configuração de Timers e de OCM:

Configuraram-se 3 timers (Timer 3, 4 e 5) e dois módulos OC, para gerar os sinais PWM necessários. O timer 3, utilizado para gerar os sinais PWM, foi configurado para uma frequência de 50kHz e os timers 4 e 5 com uma frequência de 200Hz , são utilizados para gerar o instante de amostragem. O timer 4 funciona com uma frequência constante, enquanto que o timer 5 é utilizado quando o sistema funciona autonomamente, ou seja, a sua frequência de funcionamento é ajustada sempre que é pedido ao sistema que entre em modo autónomo. Os *output compare modules* são utilizados um no controlo da tensão aplicada ao motor, ou seja, o seu t_{ON} varia ao longo da execução do programa e o segundo módulo OC, ligado ao LED IR, funciona com um duty-cycle constante de 50%.

iii. Configuração de interrupções:

Um dos sinais gerado pelo encoder gera uma interrupção externa do PIC e os timers 4 e 5, para efetuarem a amostragem geram, cada um, uma interrupção. À interrupção externa foi atribuída a prioridade de nível 6, prioridade mais alta; às interrupções dos timers, atribuiu-se a prioridade de nível 5.

Um dos aspetos mais importantes na programação do PIC32 é a interpretação dos sinais gerados pelo encoder. Na transição positiva de um dos sinais é gerada uma interrupção externa do PIC. Na execução da rotina de interrupção é verificado o segundo sinal, desfasado 90° em relação ao primeiro, permitindo saber o sentido de deslocamento da barra (setas a vermelho e azul nos extremos dos sinais), tal como é apresentado na Figura 5.1. Durante a comutação do sinal A de '0' para '1', num dos sentidos de rotação do motor, o sinal B encontra-se a '0' e no outro sentido, B encontra-se a '1'.

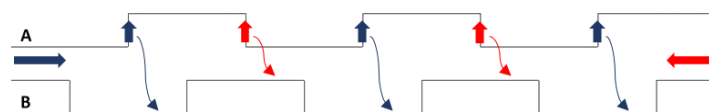


Figura 5.1: Interpretação dos sinais A e B do encoder

Depois das configurações, o programa muda para um estado de funcionamento em que o curso de execução depende dos dados enviados por USB para o μC . O curso de execução de todo o programa é descrito na Figura 5.2.

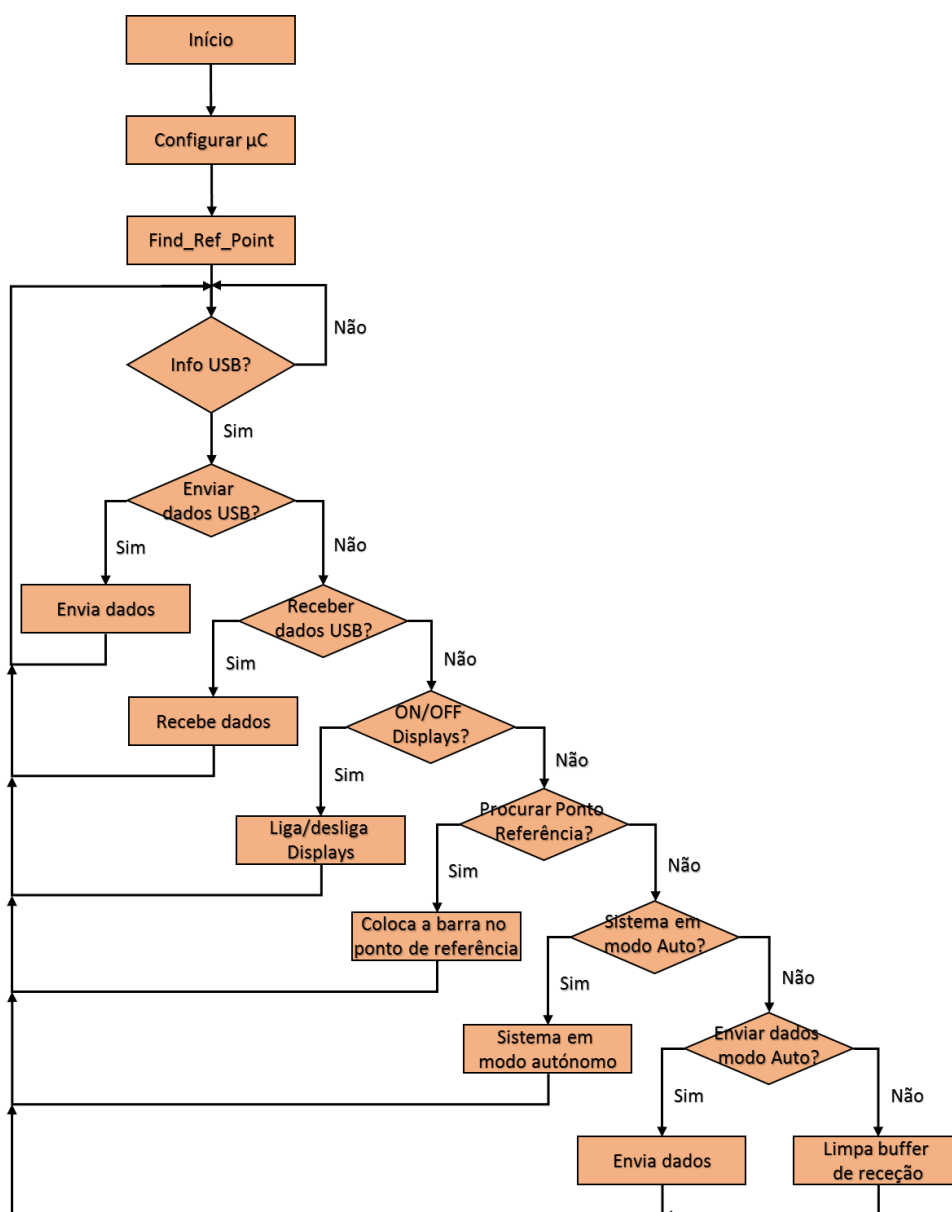


Figura 5.2: Fluxograma de execução principal do sistema

Cada uma das tarefas é executada uma vez por cada ciclo, sendo que a seleção da tarefa é feita consoante o valor do primeiro índice do buffer de receção do PIC.

A tarefa que realiza a receção do valor de tensão, que por sua vez ajusta o valor de δ , do sinal PWM é descrita na Figura 5.3. A tarefa que coloca o sistema em modo autónomo é descrita na Figura 5.4. A tarefa criada para enviar, para o MATLAB®, o valor da velocidade e da posição, no instante em que é feito o pedido, a partir do MATLAB®, é descrita pela Figura 5.5. Para ligar ou desligar os displays foi criada uma tarefa para essa finalidade que é descrita na Figura 5.6.

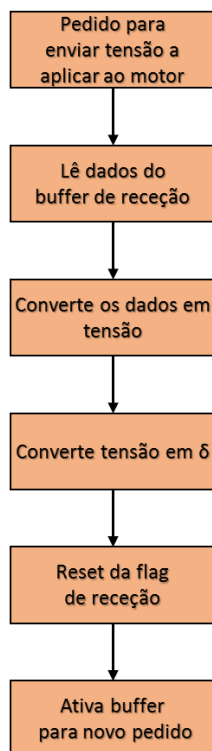


Figura 5.3: Fluxograma de envio de tensão

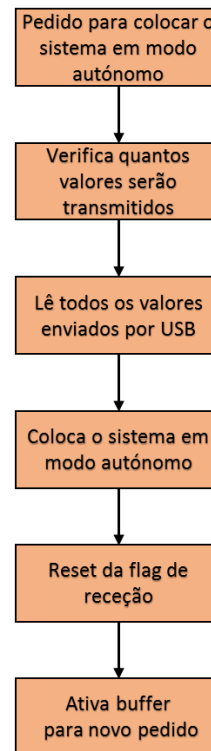


Figura 5.4: Fluxograma de ativação de modo autónomo

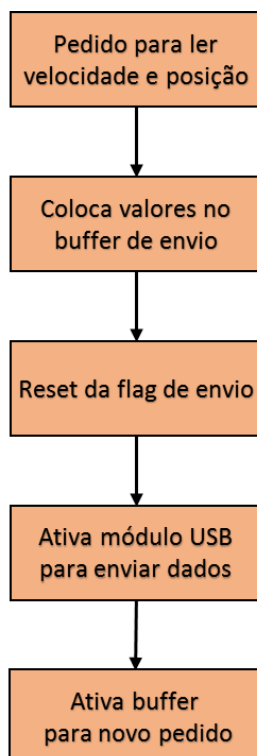


Figura 5.5: Fluxograma de leitura da posição e velocidade

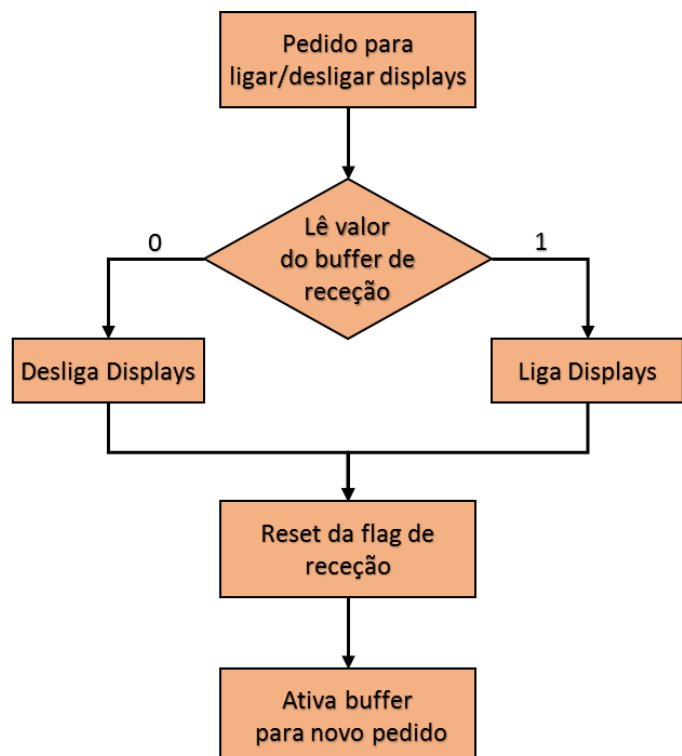


Figura 5.6: Fluxograma de controlo dos displays

O envio dos dados obtidos na aplicação do algoritmo de controlo com o sistema em modo autónomo é descrito na Figura 5.7. A forma como é feita a comunicação e o pedido para colocar a barra para o ponto de referência é esquematizado na Figura 5.8.

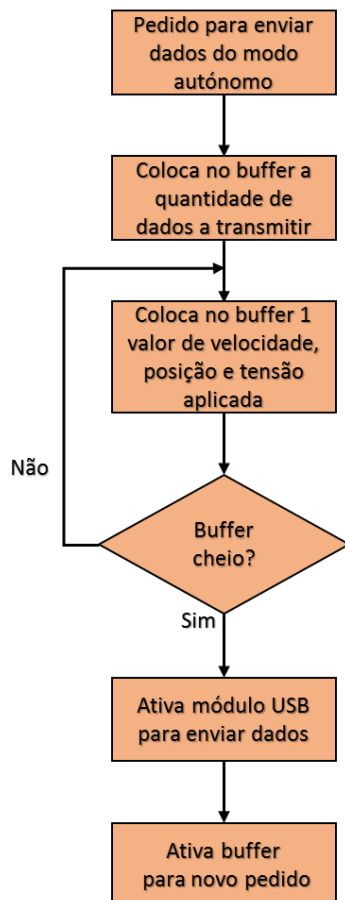


Figura 5.7: Fluxograma de envio dos dados obtidos em modo autónomo



Figura 5.8: Fluxograma de pedido de envio da barra para o ponto de referência

A configuração do controlador a utilizar com o sistema a funcionar em modo autónomo é efetuada através de uma mensagem enviada pelo MATLAB®. A configuração do controlador é apresentada na Figura 5.9. O período de amostragem para o sistema em modo autónomo é imposto através de uma interrupção ativada pelo Timer. A rotina de serviço à interrupção do Timer tem a sequência de tarefas descrita na Figura 5.10.

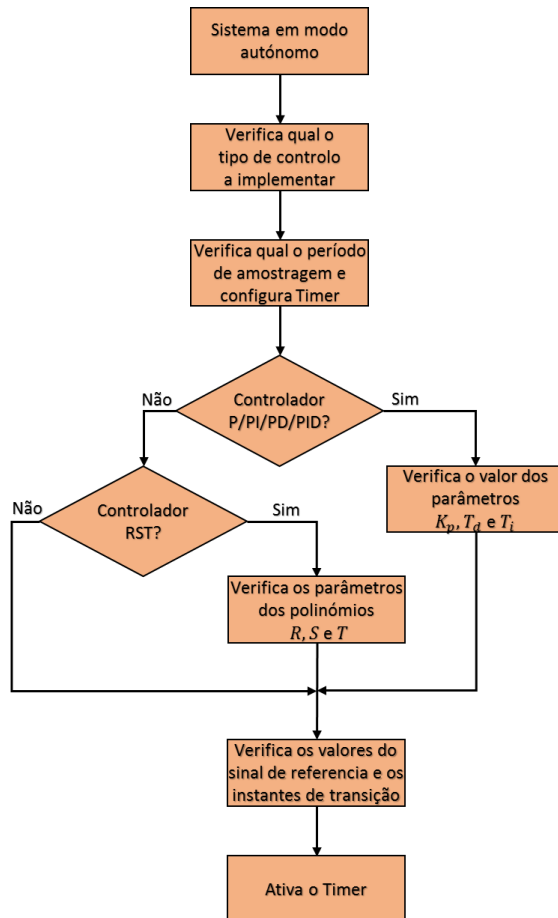


Figura 5.9: Fluxograma de configuração do modo autónomo

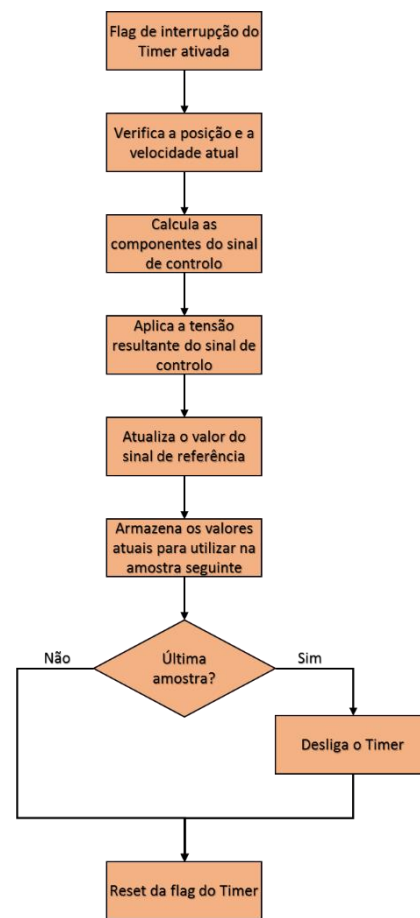


Figura 5.10: Fluxograma do controlo em modo autónomo

5.2 Funções de interface do MATLAB®

Desenvolveram-se várias funções de comunicação no MATLAB®, que permitem controlar as tarefas realizadas pelo μC , ou seja, indicar ao PIC a ordem de execução das tarefas descritas anteriormente. A tarefa de cada função é descrita na Tabela 5.1.

Função MATLAB®	Descrição
<i>function DETIUA_SetMotorVoltage (voltage)</i>	Envia para o PIC32 a tensão a aplicar ao motor
<i>function [error] = DETIUA_LedDisplayPosition (OnOff)</i>	Pede ao PIC para ligar/desligar os displays.
<i>function [msg] = DETIUA_GoToRefPoint ()</i>	Pede que a barra seja enviada para o ponto de referência.

<i>function [position, speed] = DETIUA_GetAngularPosition ()</i>	Faz o pedido ao PIC32 para que envie os valores da posição e da velocidade de rotação da barra atuais
<i>function [tensao, velocidade, posicao] = DETIUA_SetAutoMode (controlador, X1, X2, X3, ref_signal, k)</i>	Envia para o PIC32 a identificação do controlador a implementar, os parâmetros do controlador, os valores do sinal de referência e os instantes de transição e o período de amostragem. Fica em espera o tempo correspondente à duração do sinal de referência e de seguida efetua o pedido para receber os resultados obtidos.

Tabela 5.1: Descrição das funções MATLAB®

A função *DETIUA_SetAutoMode* foi criada para que fosse possível efetuar o controlo de tempo real. Isto porque o controlo quando é implementado no PC, como este opera em Windows®, que não é um sistema operativo de tempo real, não há forma de garantir a exatidão dos instantes de tempo de amostragem.

A função está preparada para enviar informação (parâmetros *X1*, *X2* e *X3*) sobre controladores P, PI, PD, PID e RST. A forma como foi estabelecido o protocolo apenas permite o envio do sinal de referência cujo formato seja uma sucessão de degraus com diferentes amplitudes. Devido a limitações na configuração do timer que estabelece o instante das amostras, o período de amostragem ficou compreendido a tempos entre 4 ms e 5 s, um intervalo suficientemente grande para este sistema.

O código das funções, descritas anteriormente, é disponibilizado no Anexo 9.7.

6 Modelação e testes ao comportamento do sistema

Neste capítulo apresentam-se os cálculos para a obtenção do modelo matemático que descreve o comportamento do sistema e faz-se uma introdução aos controladores implementados.

Apresentam-se os resultados obtidos para diferentes valores dos parâmetros de diferentes controladores. Faz-se uma comparação, para o mesmo controlador, entre a resposta do sistema com o algoritmo de controlo implementado em MATLAB®, a resposta do sistema em modo autónomo e entre os resultados da simulação e os obtidos com o sistema real.

6.1 Obtenção do modelo matemático

Com a obtenção de todos os parâmetros do motor foi possível efetuar uma simulação do comportamento do motor no sistema construído.

O sistema é representado na Figura 6.1, permitindo, assim, obter as equações matemáticas que descrevem o seu comportamento.

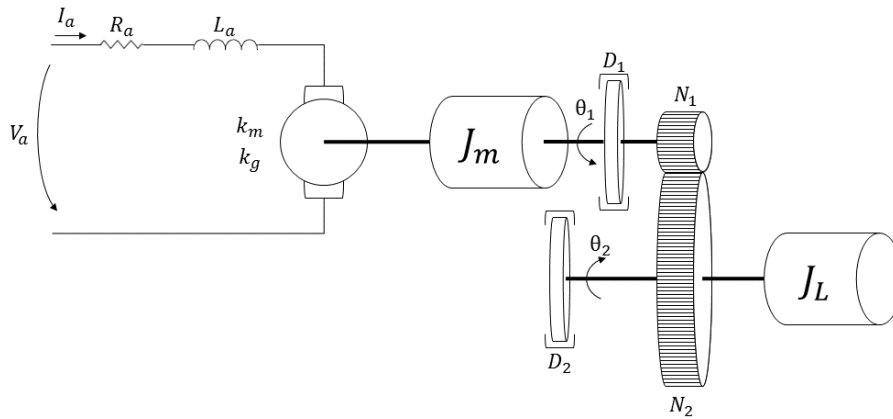


Figura 6.1: Representação do sistema físico

A equação que descreve o comportamento da parte elétrica do motor ao longo do tempo é:

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + v_g \quad (6.1)$$

A parte mecânica é descrita da seguinte forma:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_m(t) = J_m \frac{d\omega_1(t)}{dt} + D_1 \omega_1(t) + T_2(t) \frac{N_1}{N_2} \end{array} \right. \quad (6.2)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} T_2(t) = J_L \frac{d\omega_2(t)}{dt} + D_2 \omega_2(t) \end{array} \right. \quad (6.3)$$

As velocidades angulares ω_1 e ω_2 e os binários T_m e T_2 são relacionados pelo fator dado pelo número de dentes, N_1 e N_2 , ou pelo raio, R_1 e R_2 , das rodas dentadas (Equação (6.4)).

$$\frac{T_2}{T_m} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{R_2}{R_1} = R \quad (6.4)$$

As constantes mecânica e eléctrica do motor permitem relacionar os parâmetros eléctricos com os mecânicos da seguinte forma:

$$i_a = \frac{T_m}{k_m} \quad (6.5)$$

$$v_g = k_g \omega \quad (6.6)$$

Utilizando as relações de (6.4) a (6.6) e substituindo nas Equações (6.1), (6.2) e (6.3) obteve-se:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_a(t) = T_m(t) \frac{R_a}{k_m} + \frac{L_a}{k_m} \frac{dT_m(t)}{dt} + k_g \omega_1(t) \end{array} \right. \quad (6.7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} T_m(t) = \frac{d\omega_2(t)}{dt} \left[J_m \frac{R_2}{R_1} + J_L \frac{R_1}{R_2} \right] + \omega_2(t) \left[D_1 \frac{R_2}{R_1} + D_2 \frac{R_1}{R_2} \right] \end{array} \right. \quad (6.8)$$

Aplicando a transformada de Laplace às duas equações, substituindo em (6.7) obteve-se:

$$\frac{\omega_2(s)}{V_a(s)} = \frac{k_m}{s^2 \left[L_a \left(J_m + \frac{J_L}{R^2} \right) \right] + s \left[R_a \left(J_m + \frac{J_L}{R^2} \right) + L_a \left(D_1 + \frac{D_2}{R^2} \right) \right] + R_a \left(D_1 + \frac{D_2}{R^2} \right) + k_m k_g R} \quad (6.9)$$

A expressão anterior, apresenta a relação entre a velocidade angular do eixo de carga, em rad/s , com a tensão de alimentação do motor. Ora, a grandeza que se pretende é a posição angular em $^\circ$ (graus). Sendo a relação de $^\circ$ com rad e a relação entre a velocidade e a posição dadas por:

$$rad = \frac{360^\circ}{2\pi} \quad (6.10)$$

$$\omega_2(s) = s\theta_2(s) \quad (6.11)$$

Substituiu-se na Equação (6.9), tendo-se obtido a função transferência do sistema:

$$\begin{aligned} \frac{\theta_2(s)}{V_a(s)} &= \\ &= \frac{\frac{360}{2\pi} k_m}{s^3 \left[L_a \left(J_m + \frac{J_L}{R^2} \right) \right] + s^2 \left[R_a \left(J_m + \frac{J_L}{R^2} \right) + L_a \left(D_1 + \frac{D_2}{R^2} \right) \right] + s \left[R_a \left(D_1 + \frac{D_2}{R^2} \right) + k_m k_g R \right]} \end{aligned} \quad (6.12)$$

A representação por espaço de estados do sistema foi obtida partindo, novamente, das equações diferenciais que descrevem o comportamento do sistema ao longo do tempo.

$$\begin{cases} V_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + v_g \\ T_m(t) = \frac{d\omega_2(t)}{dt} \left[J_m \frac{R_2}{R_1} + J_L \frac{R_1}{R_2} \right] + \omega_2(t) \left[D_1 \frac{R_2}{R_1} + D_2 \frac{R_1}{R_2} \right] \end{cases} \quad (6.13)$$

$$(6.14)$$

Utilizando as relações já utilizadas anteriormente (Equações (6.4), (6.5), (6.6), (6.10) e (6.11)), obteve-se duas equações que permitem definir a representação por espaço de estados.

$$\begin{cases} \dot{i}_a = -\frac{R_a}{L_a} i_a - \frac{k_g R_2}{L_a R_1} \dot{\theta}_2 + \frac{1}{L_a} v_a \end{cases} \quad (6.15)$$

$$\begin{cases} \ddot{\theta}_2 = \frac{k_m}{J_m + J_L/R^2} i_a - \frac{D_1 + D_2/R^2}{J_m + J_L/R^2} \dot{\theta}_2 \end{cases} \quad (6.16)$$

Sendo o sistema de terceira ordem, significa que é necessário definir 3 variáveis de estado, logo, o vetor de estado, os sinais de entrada e de saída da representação por espaço de estados definidos foram os seguintes:

$$x = \begin{bmatrix} \theta_2 \\ \dot{\theta}_2 \\ i_a \end{bmatrix}; \dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{\theta}_2 \\ \ddot{\theta}_2 \\ \dot{i}_a \end{bmatrix}; y = \begin{bmatrix} \theta_2 \\ \dot{\theta}_2 \end{bmatrix}; u = [v_a] \quad (6.17)$$

tendo-se obtido a seguinte representação por espaço de estados:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_2 \\ \ddot{\theta}_2 \\ \dot{i}_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{D_1 + D_2/R^2}{J_m + J_L/R^2} & \frac{k_m}{J_m + J_L/R^2} \\ 0 & -\frac{k_g}{L_a} R & -\frac{R_a}{L_a} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \theta_2 \\ \dot{\theta}_2 \\ i_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/L_a \end{bmatrix} \times [v_a] \\ \begin{bmatrix} \theta_2 \\ \dot{\theta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 360/2\pi & 0 & 0 \\ 0 & 60/2\pi & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \theta_2 \\ \dot{\theta}_2 \\ i_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \times [v_a] \end{cases} \quad (6.18)$$

6.2 Obtenção do modelo pelo método de mínimos quadrados

Neste subcapítulo apresentam-se os resultados da aplicação do método de mínimos quadrados para a estimativa dos parâmetros do sistema real.

O sinal aplicado ao sistema para obter os sinais que possibilitaram a obtenção dos parâmetros do sistema foi uma sucessão de tensões durante um intervalo de tempo, tendo-se obtido a resposta

apresentada na Figura 6.2. Segundo [16], uma boa estimativa dos parâmetros do modelo depende do sinal de entrada utilizado. Um degrau excita um sistema numa maior gama de frequências comparativamente a, por exemplo, uma senoide que excita apenas a uma frequência. Por isso, optou-se por excitar o sistema com uma sucessão de degraus de diferentes amplitudes.

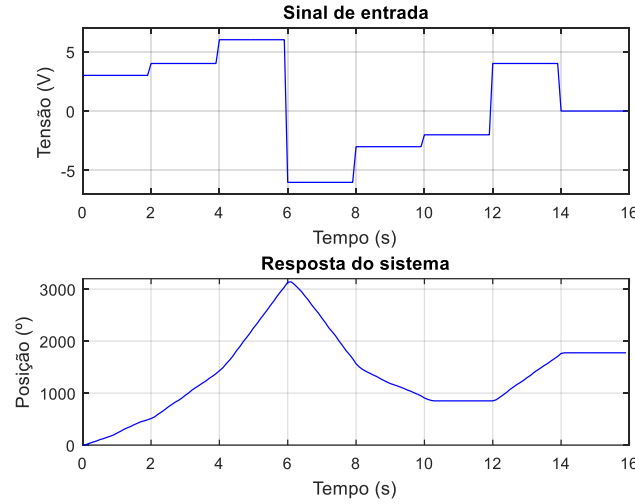


Figura 6.2: Sinal de entrada e resposta do sistema para obtenção dos parâmetros

O sistema, tal como foi verificado na equação (6.12), é de 3ª ordem, logo a equação genérica, no tempo discreto é dada por:

$$G(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0} \quad (6.19)$$

$$\Leftrightarrow y(k) = G(q^{-1})x(k) = \frac{b_2 q^{-1} + b_1 q^{-2} + b_0 q^{-3}}{1 + a_2 q^{-1} + a_1 q^{-2} + a_0 q^{-3}} x(k) \quad (6.20)$$

de onde se obtém a expressão do sinal de saída em função dos parâmetros do sistema e do sinal de controlo:

$$y(k)[1 + a_2 q^{-1} + a_1 q^{-2} + a_0 q^{-3}] = x(k)[b_2 q^{-1} + b_1 q^{-2} + b_0 q^{-3}] \quad (6.21)$$

Sendo $q^{-n}x(k) = x(k - n)$ o operador atraso, tem-se que:

$$y(k) = -a_2 y(k-1) - a_1 y(k-2) - a_0 y(k-3) + b_2 x(k-1) + b_1 x(k-2) + b_0 x(k-3) \quad (6.22)$$

Convertendo a expressão (6.22) na forma matricial, sendo N o número de amostras, tem-se:

$$\begin{bmatrix} y(3) \\ y(4) \\ \vdots \\ y(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -y(2) & -y(1) & -y(0) & x(2) & x(1) & x(0) \\ -y(3) & -y(2) & -y(1) & x(3) & x(2) & x(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -y(N-1) & -y(N-2) & -y(N-3) & x(N-1) & x(N-2) & x(N-2) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_2 \\ a_1 \\ a_0 \\ b_2 \\ b_1 \\ b_0 \end{bmatrix} \quad (6.23)$$

$$Y = X \times \theta$$

Sendo o vetor Y correspondente à saída do sistema quando é aplicado o sinal de entrada x . A matriz X corresponde à matriz de regressão e θ é o vetor dos parâmetros desconhecidos do sistema. Aplicando o método de mínimos quadrados não recursivo, descrito em [16], é possível obter a estimativa dos parâmetros do sistema através da Equação (6.24):

$$\hat{\theta} = (X^T X)^{-1} X^T Y \quad (6.24)$$

Os valores dos parâmetros estimados do sistema são apresentados na Tabela 6.1.

Parâmetro	Valor
a_2	-2.01
a_1	1.15
a_0	-0.15
b_2	1.000
b_1	-1.95
b_0	3.89

Tabela 6.1: Estimativa dos parâmetros para sistema de 3ª ordem

De seguida aplicou-se o mesmo sinal de entrada à função transferência obtida pela estimativa dos parâmetros e comparou-se a resposta, tendo-se obtido a relação apresentada na Figura 6.3.

Verificou-se que a resposta da estimativa apresentava diferenças significativas relativamente à resposta do sistema real. Decidiu-se fazer uma aproximação do sistema para um de 2ª ordem, uma vez que o polo causado pela componente elétrica do motor, por ser um polo muito rápido, ou seja, não dominante, tem pouca influência na dinâmica do sistema.

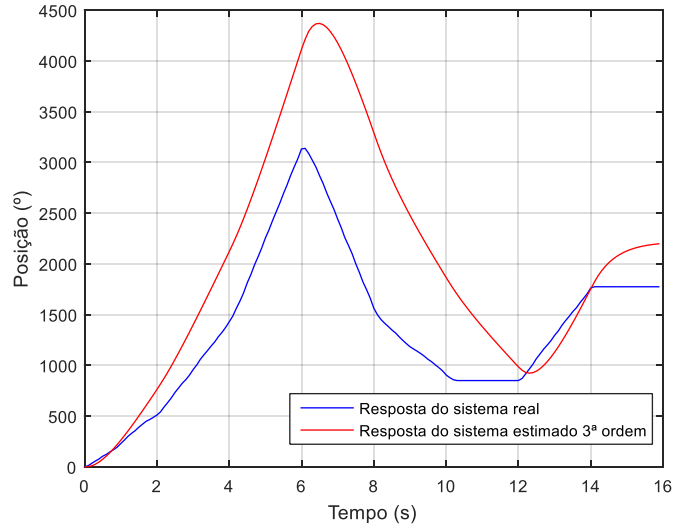


Figura 6.3: Comparação da resposta do sistema real e da estimativa de 3ª ordem

A nova função transferência genérica, agora de 2ª ordem, no domínio discreto, representativa do sistema, é dada por:

$$G(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_1 z + b_0}{z^2 + a_1 z + a_0} \quad (6.25)$$

$$\Leftrightarrow y(k) = G(q^{-1})x(k) = \frac{b_1 q^{-1} + b_0 q^{-2}}{1 + a_1 q^{-1} + a_0 q^{-2}} x(k) \quad (6.26)$$

Obtém-se a nova expressão do sinal de saída em função dos parâmetros do sistema e do sinal de controlo:

$$y(k)[1 + a_1 q^{-1} + a_0 q^{-2}] = x(k)[b_1 q^{-1} + b_0 q^{-2}] \quad (6.27)$$

Sendo $q^{-n}x(k) = x(k - n)$ o operador atraso, tem-se que:

$$y(k) = -a_1 y(k - 1) - a_0 y(k - 2) + b_1 x(k - 1) + b_0 x(k - 2) \quad (6.28)$$

Convertendo a expressão (6.28) na forma matricial, sendo N o número de amostras, tem-se:

$$\begin{bmatrix} y(2) \\ y(3) \\ \vdots \\ y(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -y(1) & -y(0) & x(1) & x(0) \\ -y(2) & -y(1) & x(2) & x(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -y(N-1) & -y(N-2) & x(N-1) & x(N-2) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_1 \\ a_0 \\ b_1 \\ b_0 \end{bmatrix} \quad (6.29)$$

$$Y = X \times \theta$$

Aplicando a equação (6.30) no MATLAB®, a estimativa dos parâmetros do sistema é dada por:

$$\hat{\theta} = (X^T X)^{-1} X^T Y \quad (6.30)$$

Os valores dos parâmetros estimados da aproximação de 2ª ordem do sistema são apresentados na Tabela 6.2.

Parâmetro	Valor
a_1	-1.64
a_0	0.64
b_1	6.87
b_0	-2.24

Tabela 6.2: Estimativa dos parâmetros para sistema de 2ª ordem

De seguida aplicou-se, novamente, um degrau de +5 V ao sistema real e à nova função transferência obtida e compararam-se as respostas, apresentadas na Figura 6.4.

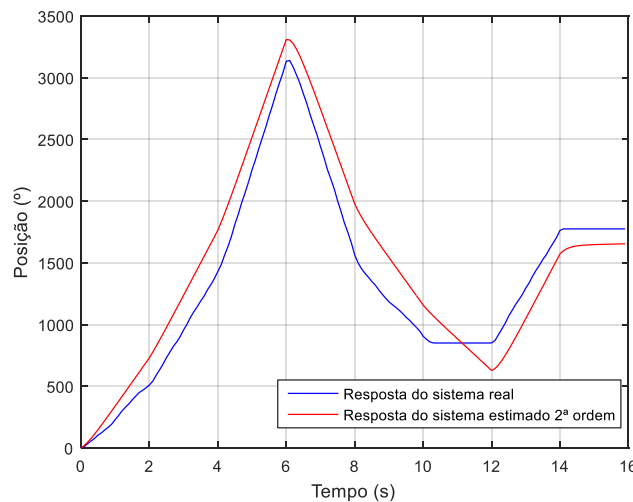


Figura 6.4: Comparação da resposta do sistema real e da estimativa de 2ª ordem

A nova estimativa apresentou um comportamento mais aproximado ao do sistema real.

6.3 Expressões do sinal de controlo

De seguida são apresentados os cálculos realizados na obtenção das expressões de controlo de controladores PID. É também apresentada a obtenção da expressão de controlo do controlador RST.

6.3.1 Controladores PID

As expressões de controlo implementadas do PID discreto são derivadas da expressão de controlo do controlador PID tradicional de tempo contínuo, referenciado em [17], cujo diagrama de blocos é apresentado na Figura 6.5.

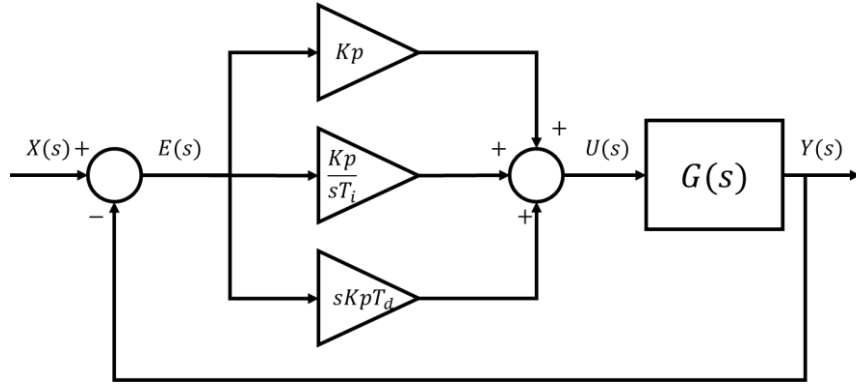


Figura 6.5: Diagrama de blocos do controlador PID

Do diagrama obtém-se a expressão do sinal de controlo no tempo contínuo:

$$U(s) = \left(Kp + \frac{Kp}{sT_i} + sKpT_d \right) E(s) \quad (6.31)$$

Aplicou-se a conversão de tempo contínuo para discreto, usando o método de aproximação trapezoidal para a componente integradora, Equação (6.32), e de aproximação *Backward Differencing* para a componente derivativa, Equação (6.33), tal como é descrito em [18]:

$$s \rightarrow \frac{2}{h} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (6.32)$$

$$s \rightarrow \frac{z-1}{hz} \quad (6.33)$$

Separando as diferentes componentes do controlador, e aplicando a conversão obteve-se:

$$\begin{cases} U_p(s) = Kp \times E(s) \\ U_D(s) = KpT_d \times sE(s) \\ U_I(s) = \frac{Kp}{sT_i} \times E(s) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} u_p(k) = Kp \times e(k) \\ u_d(k) = \frac{KpT_d}{h} \times [e(k) - e(k-1)] \\ u_i(k) = \frac{hKp}{2T_i} \times [e(k) - e(k-1)] + u_i(k-1) \end{cases} \quad (6.34)$$

Para os diferentes controladores, o sinal de controlo é dado por:

Controlador	Sinal de controlo
P	$u(k) = u_p(k)$
PI	$u(k) = u_p(k) + u_i(k)$
PD	$u(k) = u_p(k) + u_d(k)$
PID	$u(k) = u_p(k) + u_i(k) + u_d(k)$

Tabela 6.3: Expressões do sinal de controlo par aos vários controladores

6.3.2 Controlador RST

O diagrama de blocos que representa o controlador RST é apresentado na Figura 6.6.

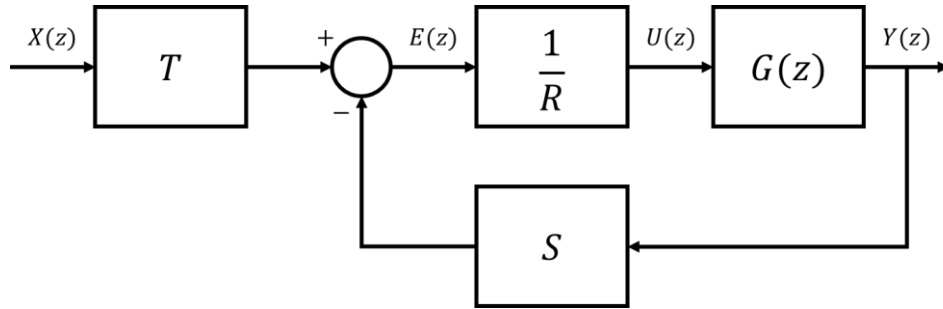


Figura 6.6. Diagrama de blocos do controlador RST

O sinal de controlo foi obtido da seguinte forma:

$$\begin{cases} E(z) = X(z)T(z) - Y(z)S(z) \\ U(z) = \frac{E(z)}{R(z)} \end{cases} \quad (6.35)$$

Tendo como base de informação [19], considerou-se os polinómios R, S e T de 1ª ordem:

$$\begin{cases} E(z) = X(z)(t_0z + t_1) - Y(z)(s_0z + s_1) \\ U(z) = \frac{E(z)}{(r_0z + r_1)} \end{cases} \quad (6.36)$$

Sendo o operador atraso, dado por $q^{-n}x(k) = x(k - n)$, tem-se que:

$$\begin{cases} e(k) = x(k)(t_0 + t_1q^{-1}) - y(k)(s_0 + s_1q^{-1}) \\ u(k) = \frac{e(k)}{(r_0 + r_1q^{-1})} \end{cases} \quad (6.37)$$

Desenvolvendo, obteve-se as duas expressões que permitem implementar o controlo do sistema:

$$\begin{cases} e(k) = x(k)t_0 + x(k-1)t_1 - [y(k)s_0 + y(k-1)s_1] \\ u(k) = \frac{e(k) - u(k-1)r_1}{r_0} \end{cases} \quad (6.38)$$

Este tipo de controlo foi programado no PIC, não tendo sido, no entanto, testado no presente trabalho.

6.4 Análise ao comportamento do sistema

Nesta secção apresentam-se os resultados obtidos para diferentes valores dos parâmetros dos controladores quer para o controlo efetuado pelo MATLAB® quer para o controlo realizado internamente pelo μC , que por sua vez são comparados com o resultado da simulação. O script e o

modelo de Simulink criados para a simulação são apresentados no Anexo 9.8. Para que a simulação que fosse o mais realista possível, aplicou-se um limitador de amplitude da tensão e um bloco de banda morta.

6.4.1 Controlador proporcional (P)

Começou-se por testar um controlador proporcional de ganho $Kp = 0.1$, uma vez que sendo o sinal de referência e a saída a posição da barra, em graus, o sinal de erro deveria ser atenuado de forma a não originar um sinal de controlo muito superior aos limites de tensão do motor. O período de amostragem inicial definido foi de 0.1 seg .

Os resultados para o controlo proporcional implementado no MATLAB® são apresentados nas Figura 6.7 e Figura 6.8. As Figura 6.9 e Figura 6.10 apresentam os resultados obtidos para o algoritmo de controlo implementado no μC . Verificam-se diferenças significativas entre ambas as respostas, no entanto estas podem ser justificadas pelo facto de o sistema operativo do PC não ser de tempo real e pelo atraso existente na comunicação entre o sistema e o MATLAB®, fazendo com que a periodicidade da amostragem não seja exata.

Devido ao sistema possuir um polo na origem, tal como se verificou nos cálculos do modelo matemático, seria de esperar erro em regime estacionário nulo. No entanto isso não se verifica nos testes realizados. A questão prende-se pelo facto de o motor possuir uma banda morta, algo já verificado no Capítulo 4.2, apresentado na Figura 4.15. Ou seja, para uma determinada gama de tensões o motor não roda devido à inércia e, principalmente, ao atrito do sistema.

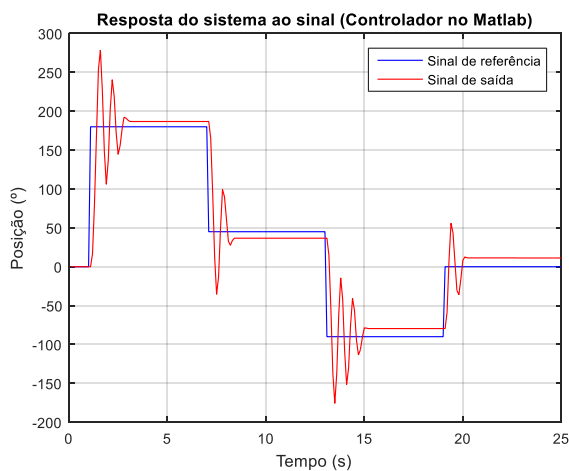


Figura 6.7. Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1$; $h = 0.1 \text{ seg}$

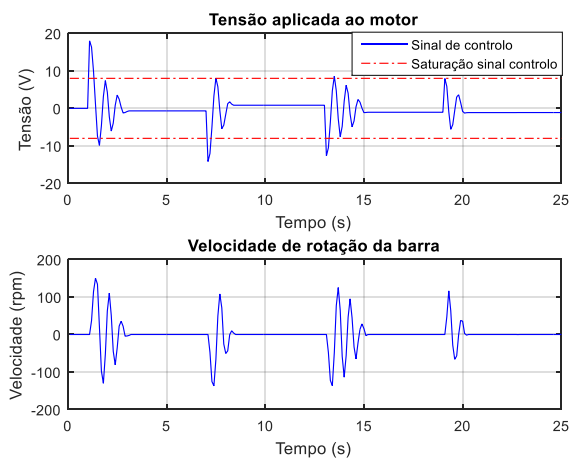


Figura 6.8: Sinal de controlo e velocidade da barra

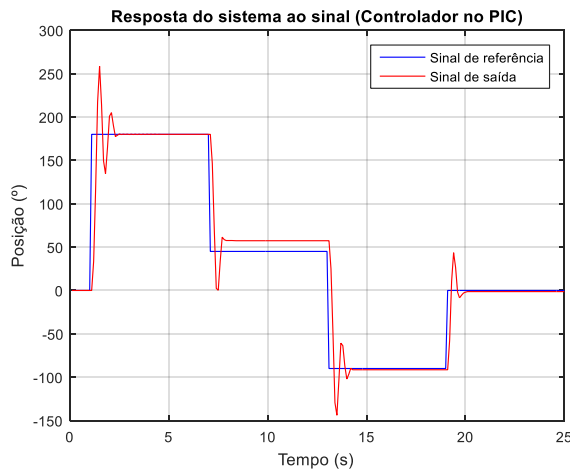


Figura 6.9: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.1$; $h = 0.1 \text{ seg}$

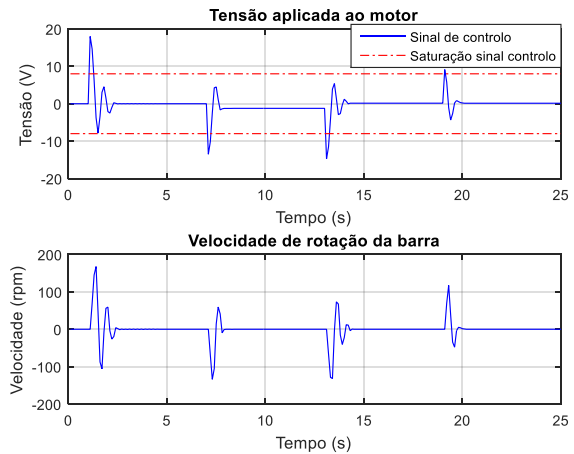


Figura 6.10: Sinal de controlo e velocidade da barra

Na simulação do modelo matemático (Figura 6.11 e Figura 6.12) verifica-se que a resposta é diferente às obtidas no controlo do sistema real, verificando-se menor sobre-elevação e maior erro em regime estacionário. Relativamente à resposta transitória do sistema controlado verificou-se que a barra se deslocava rapidamente, alcançando o ponto desejado. No entanto necessitava de algum tempo até estabilizar, ou seja, a resposta do sistema era sub-amortecida com sobre-elevação de cerca de 40% e coeficiente de amortecimento baixo.

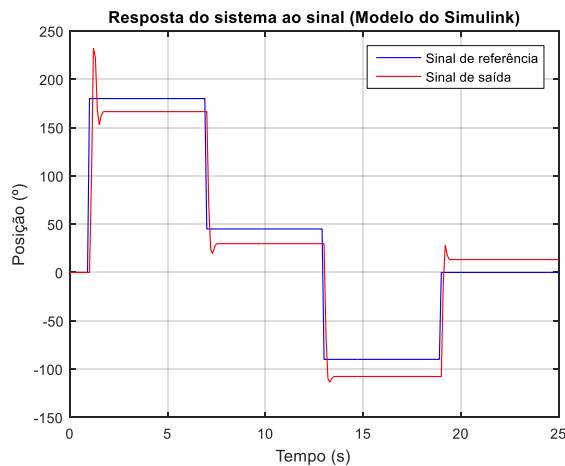


Figura 6.11: Resposta da simulação ao sinal de referência com $K_p = 0.1$; $h = 0.1 \text{ seg}$

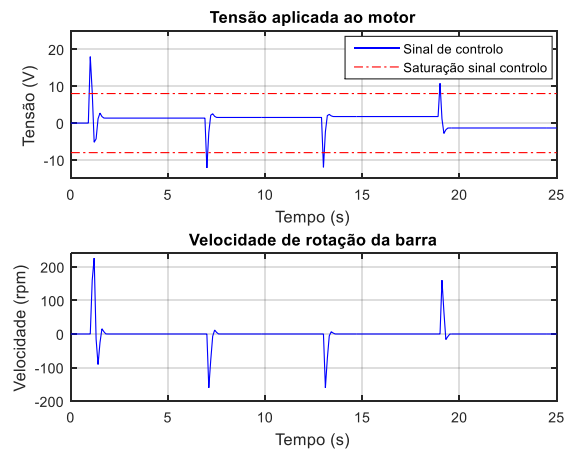


Figura 6.12: Sinal de controlo e velocidade da simulação

O sinal de controlo obtido nas duas experiências e na simulação aquando das transições do sinal de referência apresenta valores superiores ao limite. Perante os resultados concluiu-se que o aumento de K_p não permitiria obter melhores comportamentos do sistema. Decidiu-se, então, baixar o valor de K_p para reduzir a sobre-elevação e assim melhorar o regime transitório. Os resultados obtidos para o $K_p = 0.05$, com o algoritmo de controlo implementado no MATLAB® e internamente pelo sistema, juntamente com a simulação são apresentados de seguida desde a Figura 6.13 à Figura 6.16.

Para o novo valor de K_p o sistema apresentou uma resposta com melhor regime transitório, visto que passou a apresentar uma única oscilação, comparativamente às várias oscilações obtidas anteriormente. Verificou-se, no entanto, uma degradação do regime estacionário, uma vez que o baixo valor de K_p originava valores de controlo baixos e pertencentes à banda morta, quando a barra se aproximava da posição desejada, levando a que não se atingisse o valor desejado em algumas das transições do sinal de referência.

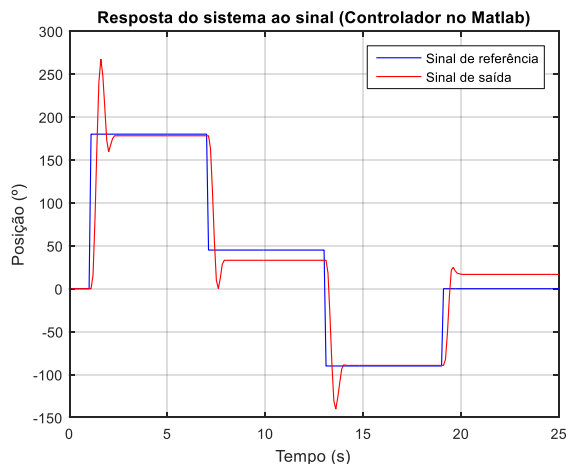


Figura 6.13: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $h = 0.1 \text{ seg}$

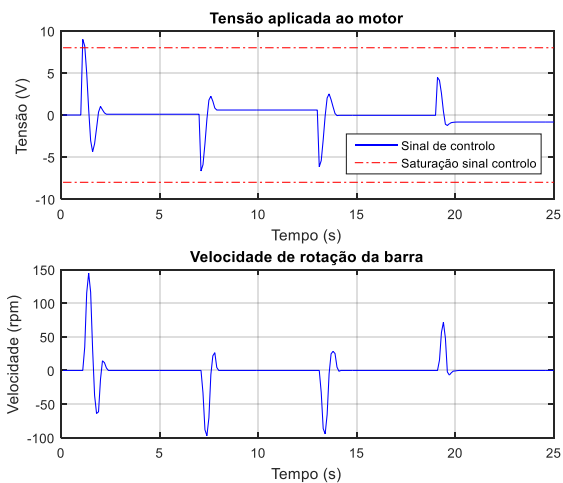


Figura 6.14: Sinal de controlo e velocidade da barra

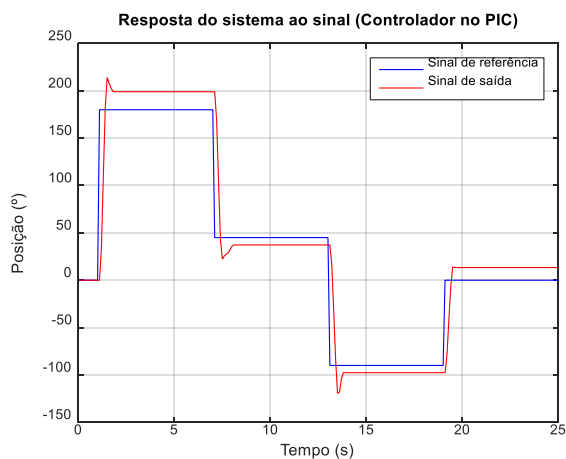


Figura 6.15: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $h = 0.1 \text{ seg}$

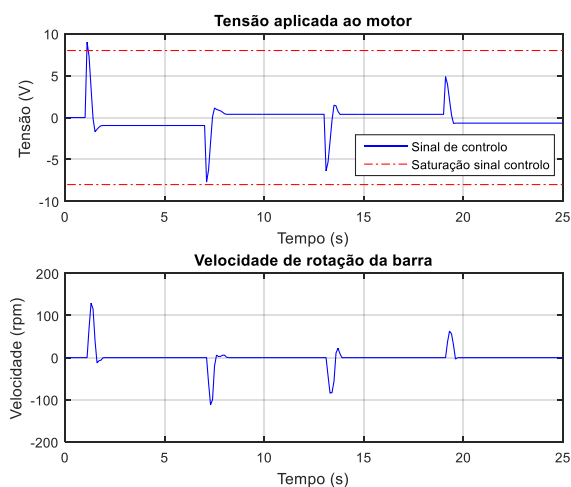


Figura 6.16: Sinal de controlo e velocidade da barra

Perante os resultados, concluiu-se que para valores de K_p mais baixos o erro em regime estacionário iria piorar, ou seja, não teria uma resposta de acordo com o desejado.

Decidiu-se verificar as alterações no comportamento do sistema diminuindo o período de amostragem para $h = 0.05 \text{ seg}$, o valor mínimo possível para estabelecer a comunicação entre o MATLAB® e o PIC. O valor inicial utilizado para o ganho do controlador foi de 0.05. Os resultados obtidos na simulação, para comparar com a resposta do sistema real, são apresentados nas Figura 6.17 e Figura 6.18. A simulação permitiu verificar que, com a diminuição do período de amostragem, a sobre-elevação desapareceu por completo, mas o erro em regime estacionário aumentou ainda mais. No entanto, tal como já se tinha verificado nas experiências anteriores, os

resultados do sistema real foram bastante diferentes da simulação, tal como pode ser verificado na Figura 6.19 e Figura 6.21.

Obteve-se que, para o controlo implementado no MATLAB®, a sobre-elevação mantinha-se, com $PO \approx 27\%$ e, devido ao baixo valor de Kp , em algumas situações, o sistema não atingia o regime estacionário, uma vez que a barra estabilizava num valor completamente diferente do pretendido. Este elevado erro pode ser visualizado entre o segundo 7 e 13 Figura 6.19, onde o sinal de referência tem o valor de 45° e a barra estabilizou nos 16° .

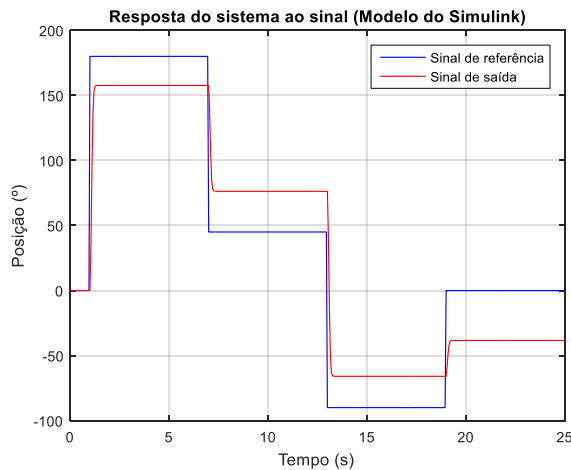


Figura 6.17: Resposta da simulação ao sinal de referência com $Kp = 0.05$; $h = 0.05 \text{ seg}$

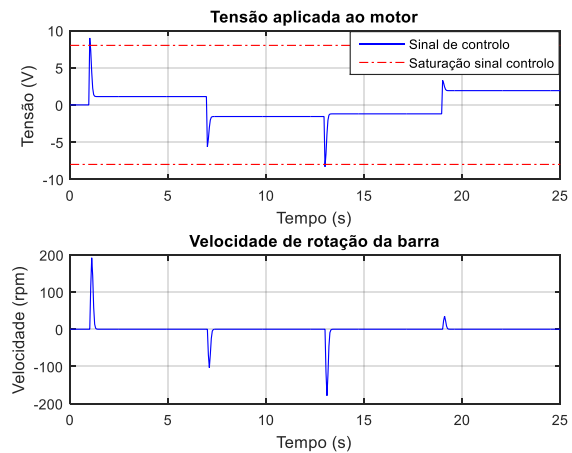


Figura 6.18: Sinal de controlo e velocidade da barra
simulação

Tal como o controlo implementado no MATLAB®, também o controlo realizado internamente pelo PIC (Figura 6.21 e Figura 6.22), apresentou elevado erro em regime estacionário, e alguma sobre-elevação.

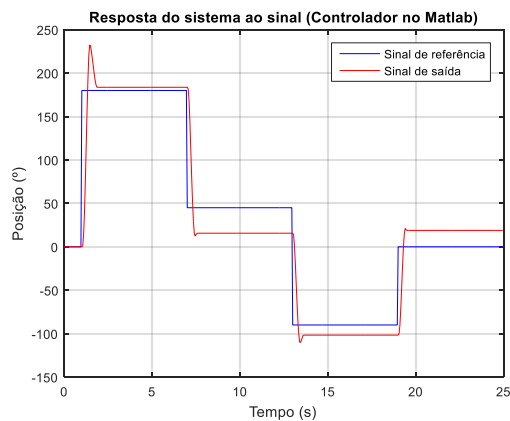


Figura 6.19: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05$; $h = 0.05 \text{ seg}$

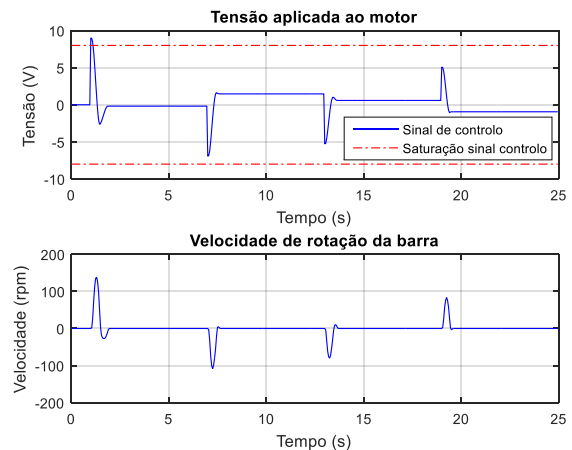


Figura 6.20: Sinal de controlo e velocidade da barra

Os sinais de controlo (Figura 6.20 e Figura 6.22) para as duas implementações do algoritmo apresentaram valores mais baixos aos obtidos anteriormente, ainda assim, possuíam picos superiores aos limites da tensão de alimentação do motor.

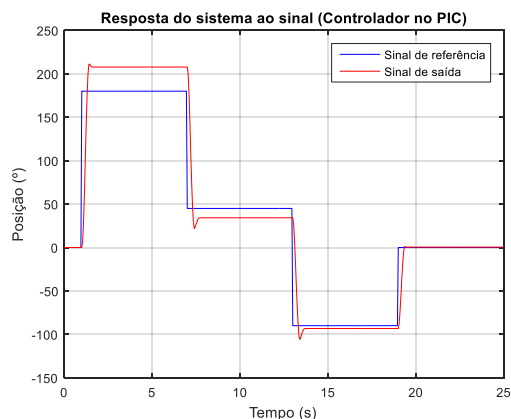


Figura 6.21: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $h = 0.05$ seg

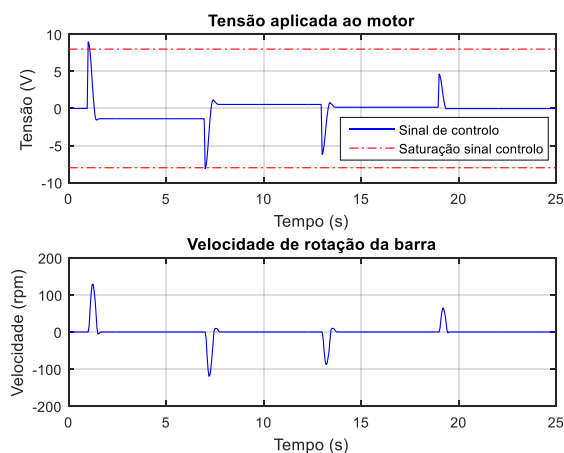


Figura 6.22: Sinal de controlo e velocidade da barra

Testou-se, ainda o controlador proporcional com $K_p = 0.1$ com período de amostragem $h = 0.05$ seg. Os resultados, apresentados nas Figura 6.23 e Figura 6.25, permitiram verificar que o sistema atingia o valor final com erro muito baixo, prejudicando o regime transitório e os picos do sinal de controlo devido ao valor de K_p ser maior (Figura 6.24 e Figura 6.26).

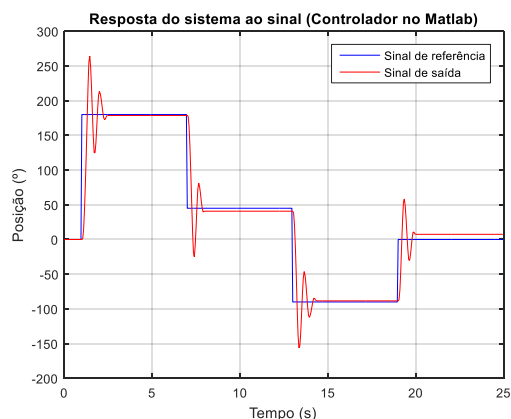


Figura 6.23: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.1$; $h = 0.05$ seg

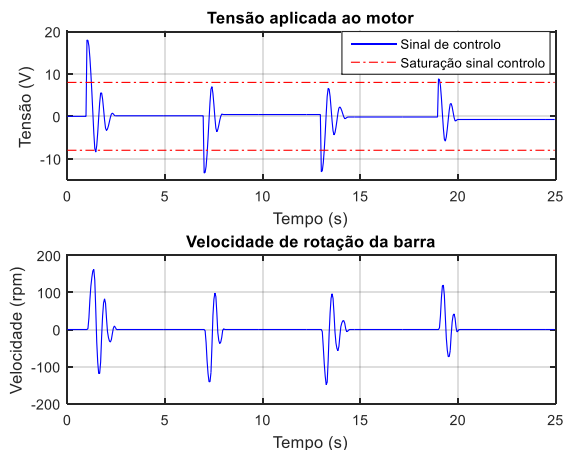


Figura 6.24: Sinal de controlo e velocidade da barra

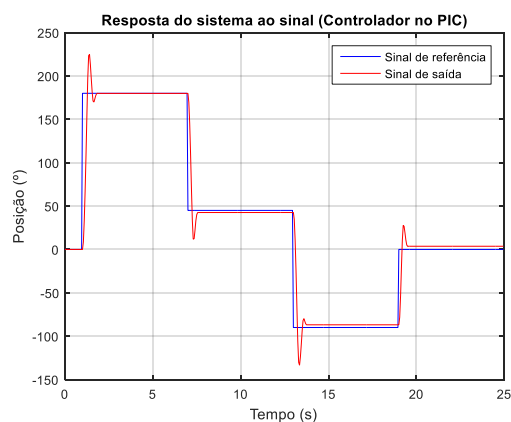


Figura 6.25: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.1$; $h = 0.05$ seg

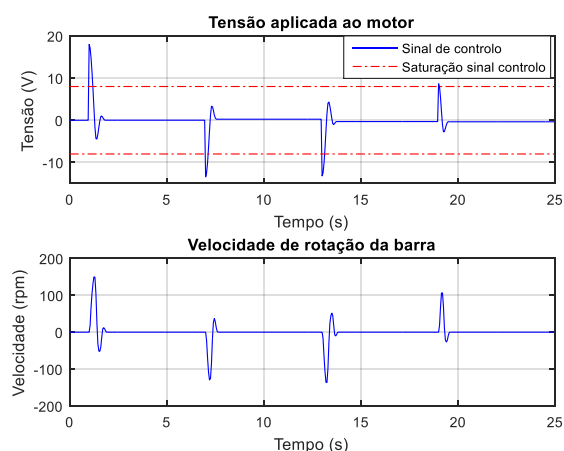


Figura 6.26: Sinal de controlo e velocidade da barra

6.4.2 Controlador proporcional diferencial (PD)

Os parâmetros iniciais do controlador PD foram influenciados pelos resultados do controlador P. Uma vez que para um $Kp = 0.1$ o sistema apresentava um regime transitório com muitas oscilações, optou-se por adicionar, à componente proporcional, uma componente derivativa com pouca influência no sinal de controlo, ou seja, o valor de Td escolhido foi de 0.01.

As diferenças no comportamento foram verificadas pela simulação e são apresentadas nas Figura 6.27 e Figura 6.28.

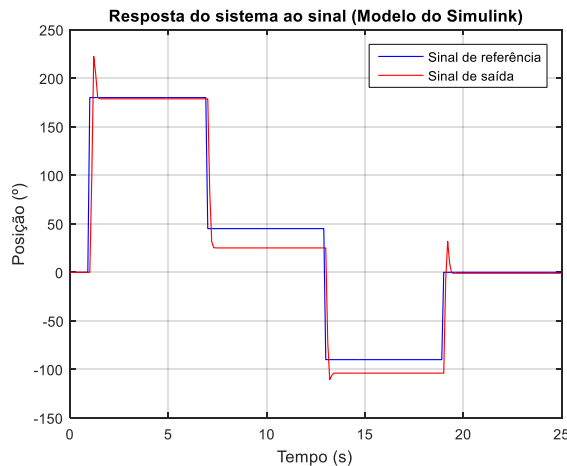


Figura 6.27: Resposta da simulação ao sinal de referência com $Kp = 0.1$; $Td = 0.01$; $h = 0.1 \text{ seg}$

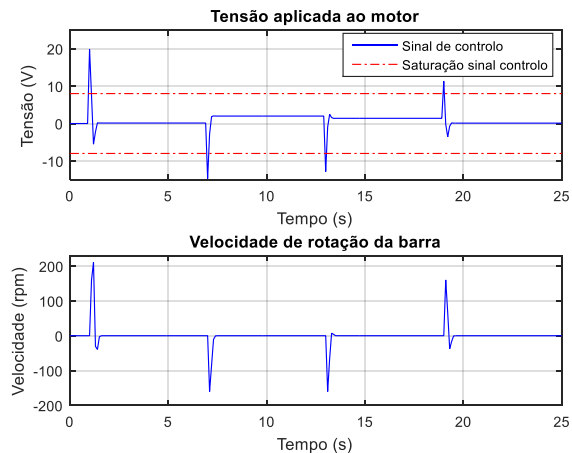


Figura 6.28: Sinal de controlo e velocidade da barra da simulação

Verificaram-se algumas diferenças entre a resposta, na simulação, do controlador P e o PD, no entanto, os resultados obtidos pelo sistema real apresentaram diferenças significativas, uma vez que, para o controlo efetuado no MATLAB®, o regime transitório piorou, no sentido em que apresentou mais oscilações e o regime estacionário passou a apresentar algum erro, tal como pode ser comprovado na resposta na Figura 6.29 e no sinal de controlo na Figura 6.30.

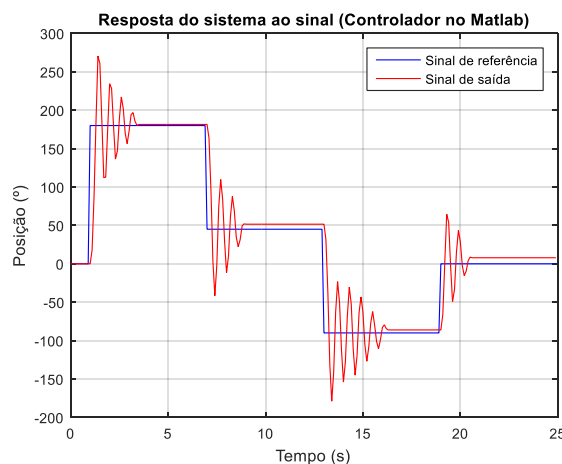


Figura 6.29: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1$; $Td = 0.01$; $h = 0.1 \text{ seg}$

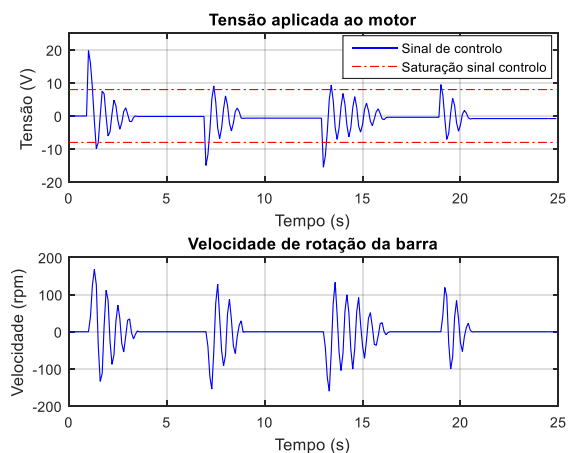


Figura 6.30: Sinal de controlo e velocidade da barra

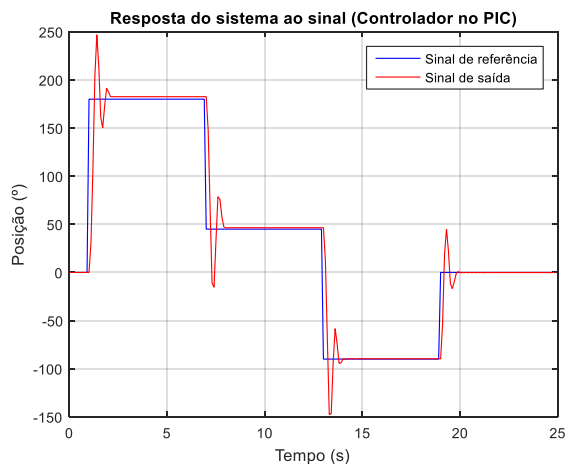


Figura 6.31: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1$; $Td = 0.01$; $h = 0.1 \text{ seg}$

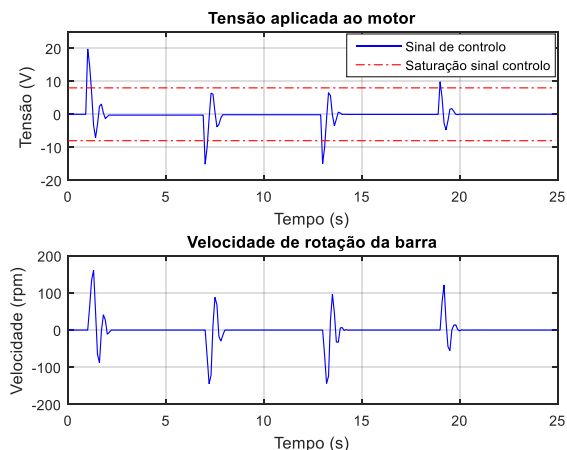


Figura 6.32: Sinal de controlo e velocidade da barra

Relativamente ao controlo implementado pelo μC , os resultados apresentados nas Figura 6.31 e Figura 6.32, verificou-se que o sistema apresentava uma resposta semelhante à obtida com o controlador P. Além de, no regime transitório, a barra apresentar sobre-elevação, com um $PO \approx 40\%$, tem a agravante do sinal de controlo apresentar valores superiores aos níveis de saturação.

O parâmetro alterado no segundo teste ao sistema com um PD foi o Kp para que o sinal de controlo tivesse valores mais baixos e confinados aos limites. O novo valor de Kp foi 0.05.

Na simulação obteve-se uma resposta sem sobre-elevação, mas manteve-se o erro em regime estacionário e com o sinal de controlo a atingir valores superiores aos limites apenas uma amostra, tal como pode ser verificado nas Figura 6.33 e Figura 6.34. O tipo de resposta do sistema real, para o controlador implementado no MATLAB®, foi diferente ao da simulação, tendo uma sobre-elevação considerável, $PO \approx 50\%$, e erro em regime estacionário não nulo, com a barra a estabilizar em valores diferentes do pretendido, tal como pode ser observado nas Figura 6.35.

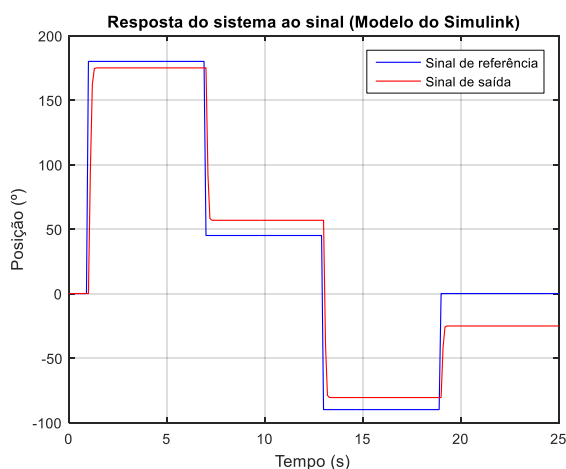


Figura 6.33: Resposta da simulação ao sinal de referência com $Kp = 0.05$; $Td = 0.01$; $h = 0.1 \text{ seg}$

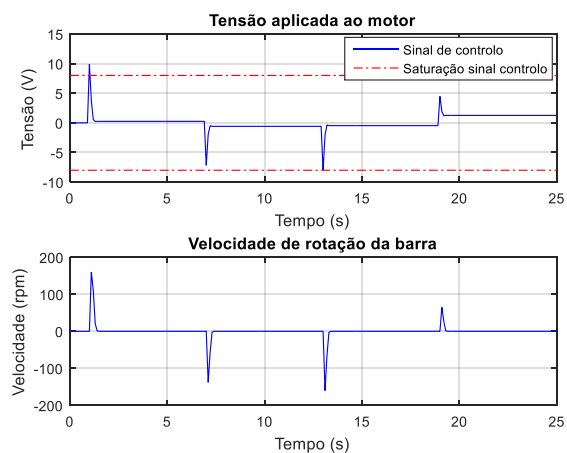


Figura 6.34: Sinal de controlo e velocidade da simulação

O sinal de controlo apresentou, tal como se pretendia, melhorias relativamente aos picos superiores aos limites, baixando para valores muito próximos do limite, como pode ser confirmado na Figura 6.36.

Para o controlador implementado no PIC, Figura 6.37 e Figura 6.38, verificou-se, novamente, o comportamento diferente da simulação, com erro em regime estacionário, com a barra a estabilizar numa posição distinta da pretendida, apesar de a sobre-elevação ser reduzida, quase nula e com o sinal de controlo quase sempre com valores dentro dos limites físicos do sistema.

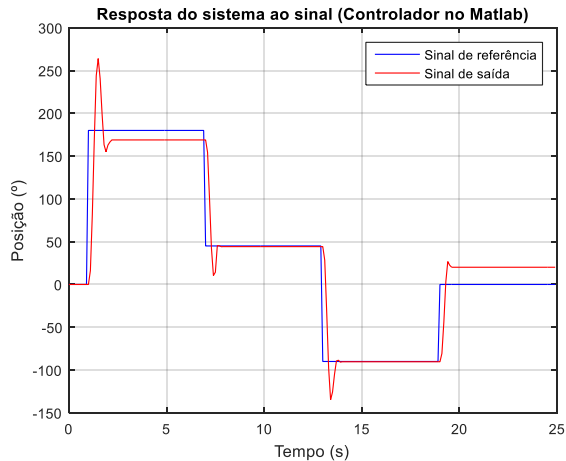


Figura 6.35: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $T_d = 0.01$; $h = 0.1 \text{ seg}$

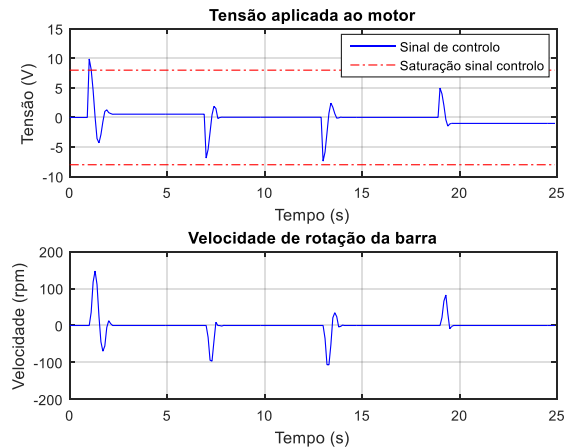


Figura 6.36: Sinal de controlo e velocidade da barra

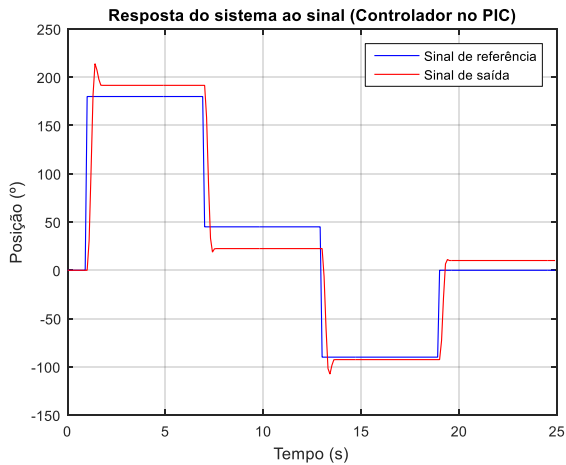


Figura 6.37: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $T_d = 0.01$; $h = 0.1 \text{ seg}$

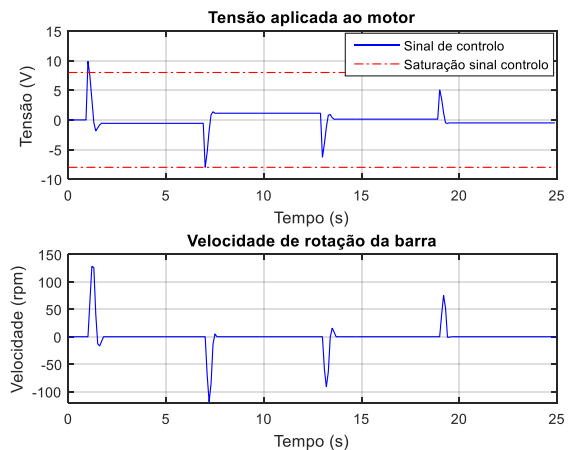


Figura 6.38: Sinal de controlo e velocidade da barra

Uma vez que a resposta piorou relativamente ao controlador inicial, reajustaram-se os parâmetros do controlador PD. Aumentaram-se os pesos das componentes proporcional e derivativa, onde o K_p foi aumentado para 0.1 e o T_d para 0.4.

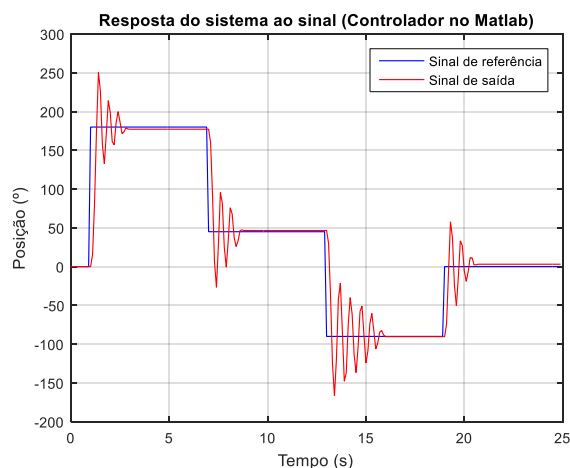


Figura 6.39: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.1$; $T_d = 0.04$; $h = 0.1 \text{ seg}$

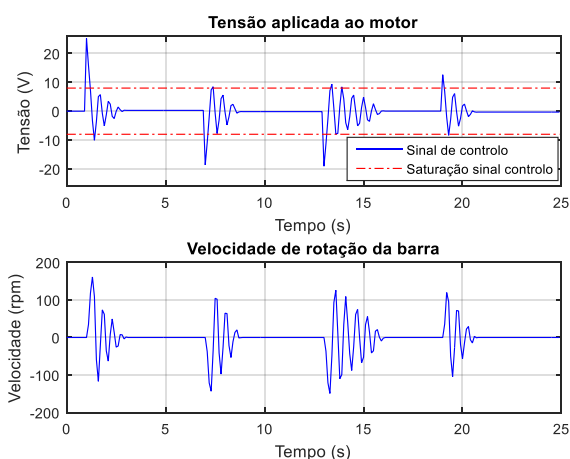


Figura 6.40: Sinal de controlo e velocidade da barra

Os resultados, apresentados nas Figura 6.39, Figura 6.40, Figura 6.41 e Figura 6.42, confirmaram o que se pretendia com o aumento dos parâmetros. O regime transitório melhorou, uma vez que, a sobre-elevação baixou para, aproximadamente, 40%, para o controlo no MATLAB® e para cerca de 20% para o controlo no PIC, sendo que o erro em regime estacionário nulo para o controlo no PIC e quase nulo para o controlador implementado no MATLAB®.

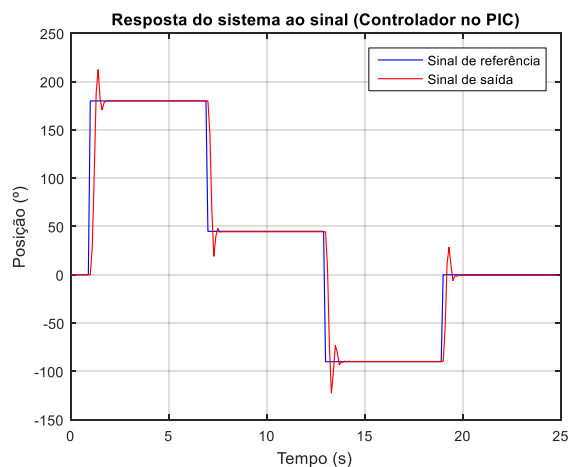


Figura 6.41: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.1$; $T_d = 0.04$; $h = 0.1 \text{ seg}$

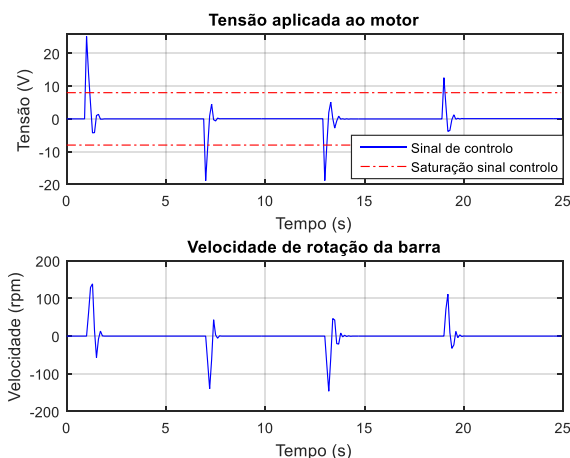


Figura 6.42: Sinal de controlo e velocidade da barra

Para valores de T_d superiores a 0.04, a resposta do sistema para o controlo implementado pelo MATLAB® não estabilizava. No entanto, para o controlo efetuado internamente pelo μC , este ainda foi possível de realizar tendo-se obtido boas respostas, apresentando-se um exemplo nas Figura 6.43 e Figura 6.44.

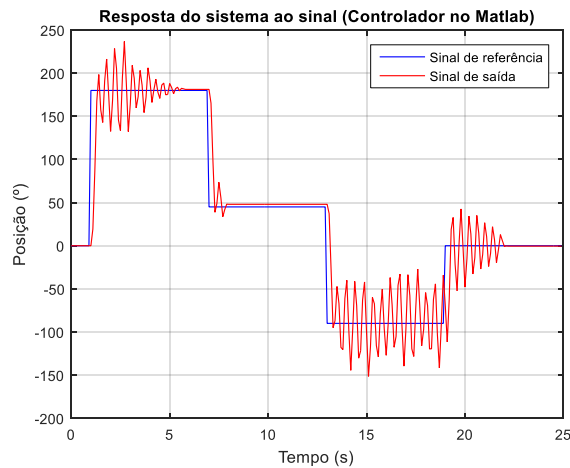


Figura 6.43: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1$; $Td = 0.1$; $h = 0.1 \text{ seg}$

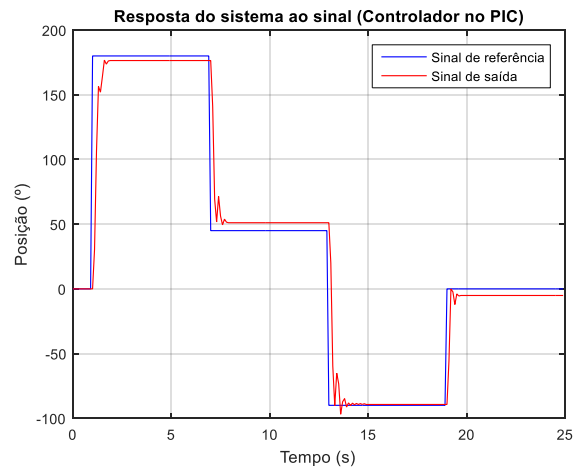


Figura 6.44: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1$; $Td = 0.1$; $h = 0.1 \text{ seg}$

Um controlador, implementado no MATLAB®, cujos parâmetros tinham os valores de 0.05 para o Kp e 0.1 para o Td , apresentou melhores resultados comparativamente ao controle no PIC. Esses resultados são apresentados nas Figura 6.45 e Figura 6.47.

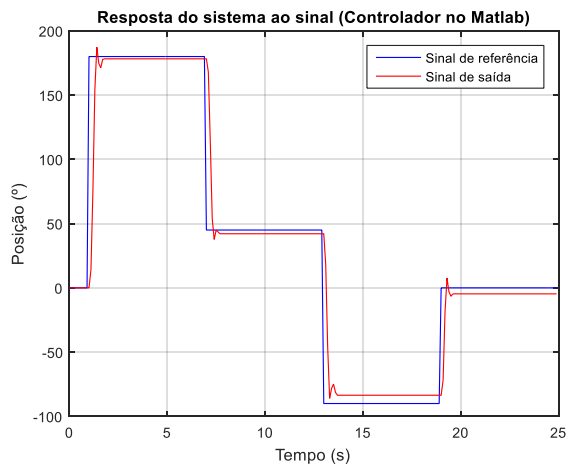


Figura 6.45: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05$; $Td = 0.1$

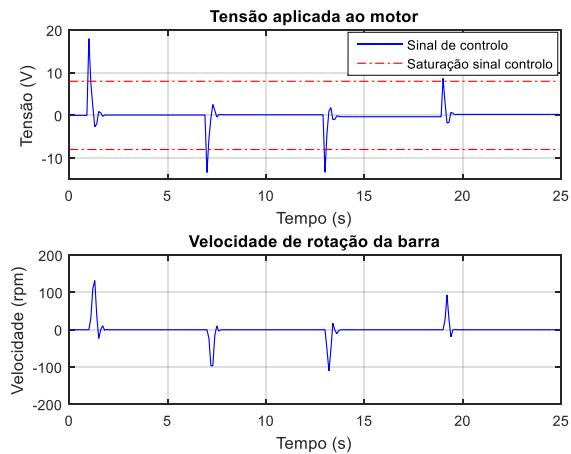


Figura 6.46: Sinal de controle e velocidade da barra

Os sinais de controle, Figura 6.46 e Figura 6.48, mantiveram os valores superiores os limites, durante algumas amostras, nos instantes de transição do sinal de referência.

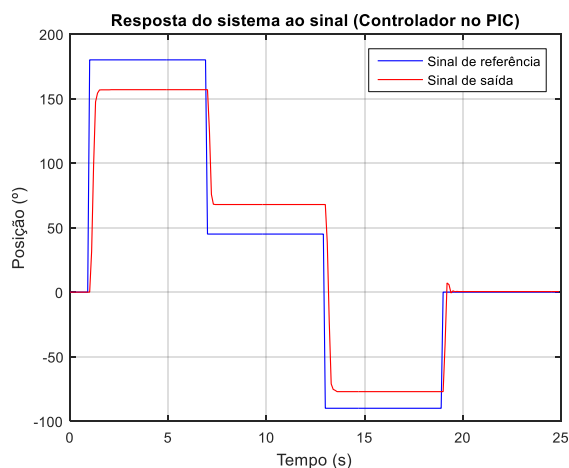


Figura 6.47: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05$; $Td = 0.1$

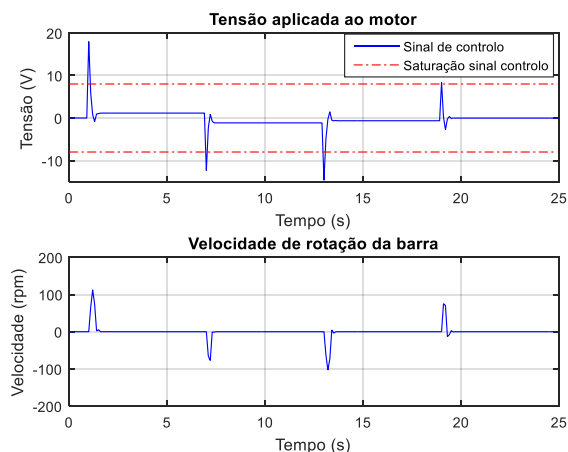


Figura 6.48: Sinal de controlo e velocidade da barra

De seguida são apresentados os resultados para verificação da influência do período de amostragem. Os valores dos parâmetros do controlador PD utilizados foram alguns dos considerados anteriormente, para poder comparar, efetivamente, a influência do período de amostragem. Os resultados do primeiro controlador são apresentados desde a Figura 6.49 até à Figura 6.52.

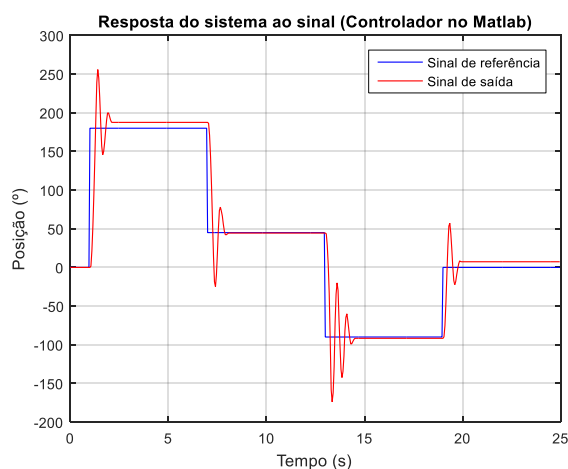


Figura 6.49: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1$; $Td = 0.01$; $h = 0.05 \text{ seg}$

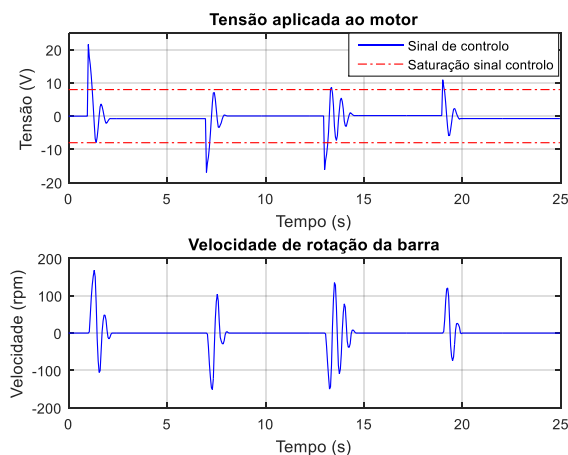


Figura 6.50: Sinal de controlo e velocidade da barra

Perante os resultados verificou-se que a resposta do sistema melhorou, comparativamente à resposta para o controlador com $Kp = 0.1$, $Td = 0.01$ e o período de amostragem de 0.1 seg . No entanto os picos do sinal de controlo aumentaram nos instantes de transição do sinal de referência. O mesmo aconteceu para o controlador com $Kp = 0.05$, $Td = 0.01$, tal como pode ser confirmado nas Figura 6.53, Figura 6.54, Figura 6.55 e Figura 6.56.

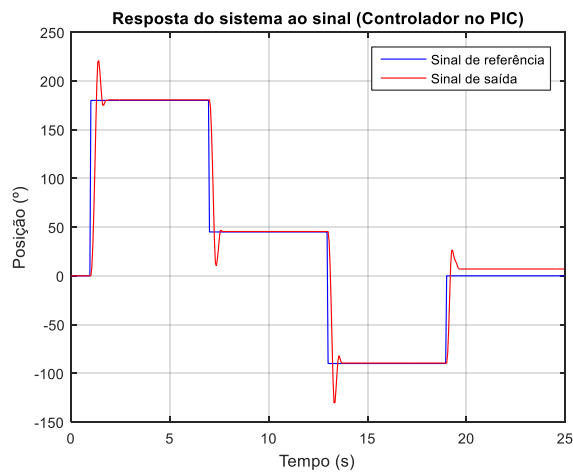


Figura 6.51: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.1$; $T_d = 0.01$; $h = 0.05 \text{ seg}$

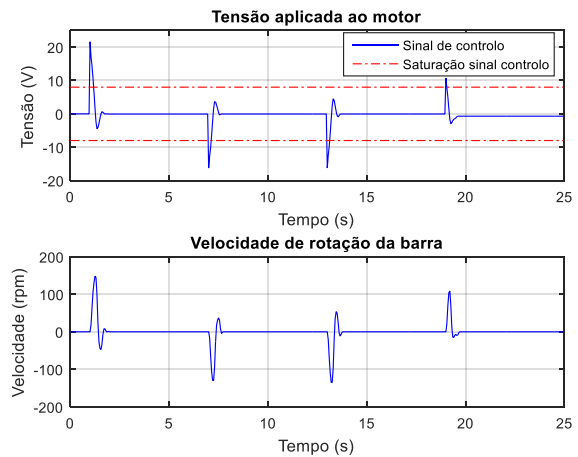


Figura 6.52: Sinal de controlo e velocidade da barra

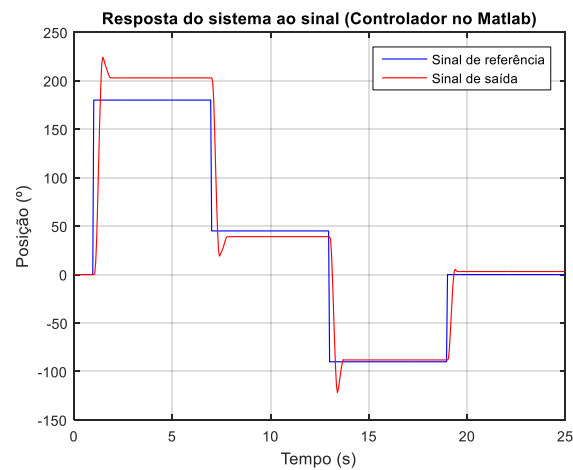


Figura 6.53: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $T_d = 0.01$; $h = 0.05 \text{ seg}$

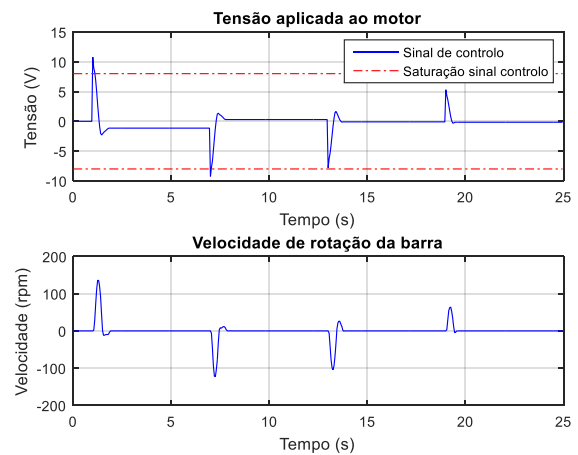


Figura 6.54: Sinal de controlo e velocidade da barra

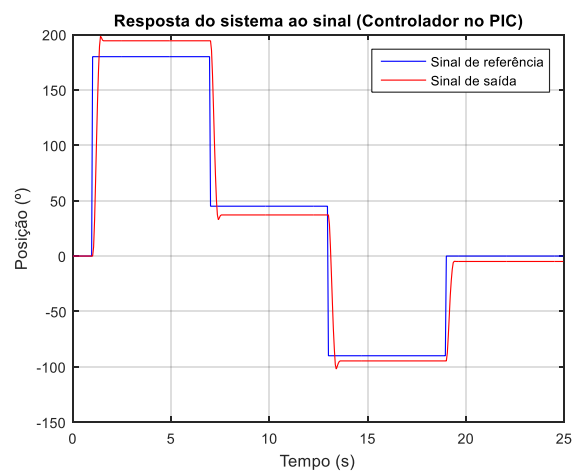


Figura 6.55: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $T_d = 0.01$; $h = 0.05 \text{ seg}$

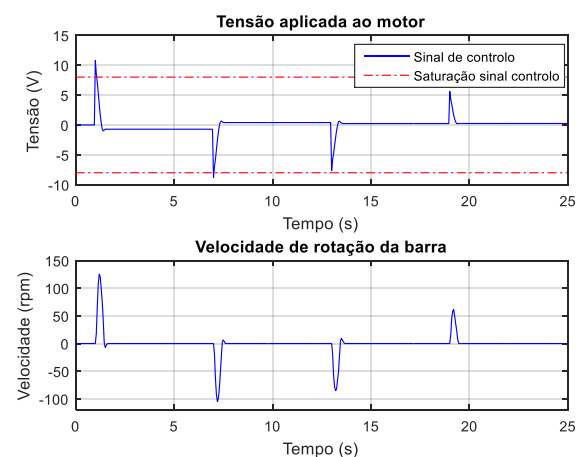


Figura 6.56: Sinal de controlo e velocidade da barra

Relativamente ao controlador com $Kp = 0.1$ e $Td = 0.04$, os resultados obtidos, apresentados nas Figura 6.57 e Figura 6.58, confirmaram que o período de amostragem menor permitia uma melhor resposta, menor sobre-elevação e com erro em regime estacionário nulo, ou quase nulo.

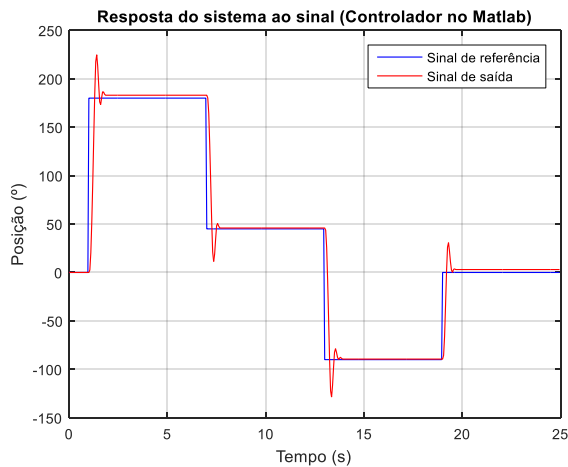


Figura 6.57: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1$; $Td = 0.04$; $h = 0.05 \text{ seg}$

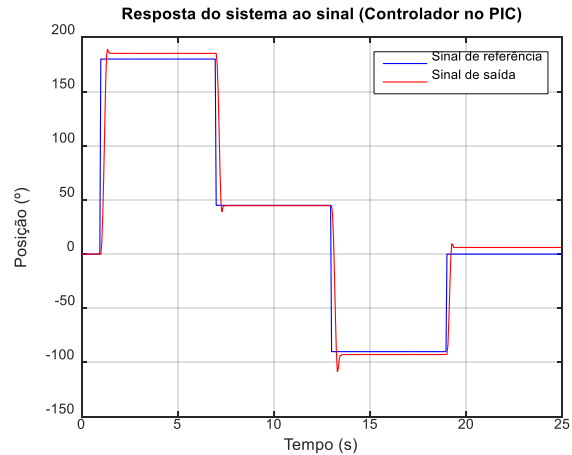


Figura 6.58: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.1$; $Td = 0.04$; $h = 0.05 \text{ seg}$

6.4.3 Controlador proporcional integrador (PI)

Os valores iniciais dos parâmetros Ti e Kp do controlador foram influenciados pelos resultados obtidos pelos controladores anteriormente testados. O valor escolhido para o Kp foi de 0.05, uma vez que foi o valor em que a resposta apresentava a menor sobre-elevação. Para este valor, o erro em regime estacionário era elevado, mas, uma vez que o controlador a implementar era o PI, a componente integradora diminuiria esse mesmo erro. Definiu-se para o Ti o valor de 1.

Os resultados da simulação permitiram verificar que a resposta do sistema deveria apresentar uma sobre-elevação, sem erro em regime estacionário, apesar do tempo de estabelecimento considerável, tal como pode ser confirmado na Figura 6.59.

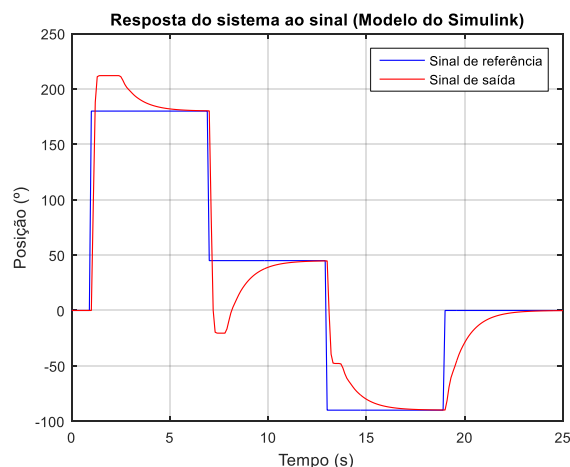


Figura 6.59: Resposta da simulação ao sinal de referência com $Kp = 0.05$; $Ti = 1$; $h = 0.1 \text{ seg}$

Testou-se o controlador no sistema obtendo-se uma resposta algo diferente ao simulado, tal como pode ser confirmado nas Figura 6.60 e Figura 6.62. Relativamente ao sinal de controlo verificou-se um ligeiro pico superior aos limites, que na amostra seguinte já estava contido no intervalo de tensões praticáveis, tal como demonstram as Figura 6.61 e Figura 6.63.

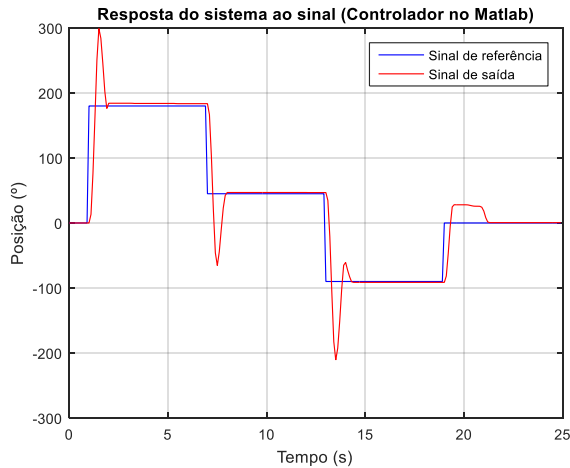


Figura 6.60: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $T_i = 1$; $h = 0.1 \text{ seg}$

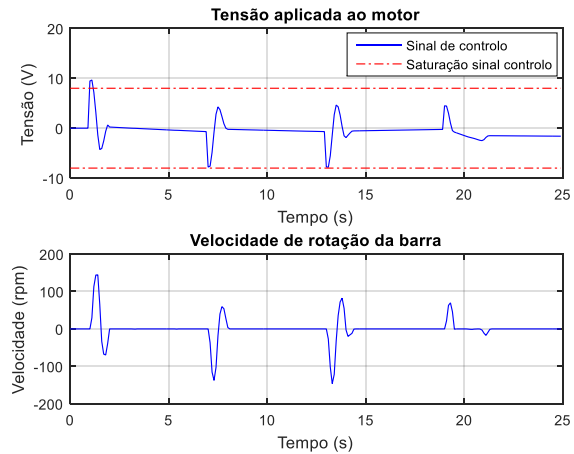


Figura 6.61: Sinal de controlo e velocidade da barra

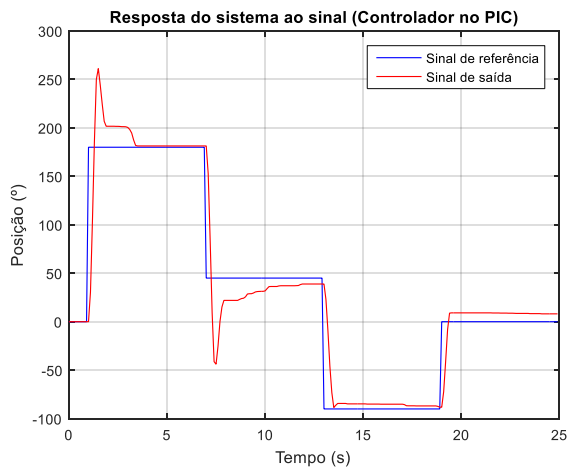


Figura 6.62: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $T_i = 1$; $h = 0.1 \text{ seg}$

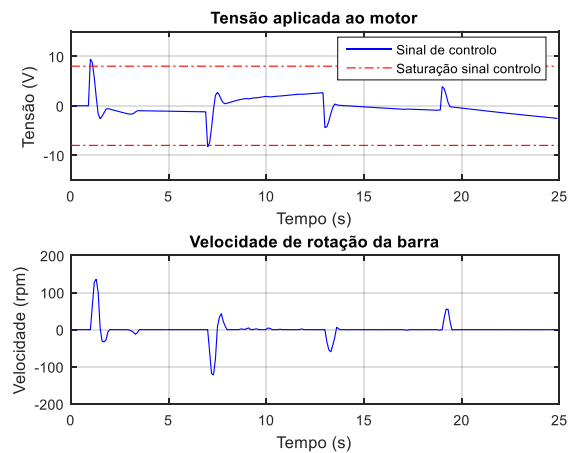


Figura 6.63: Sinal de controlo e velocidade da barra

Tentou-se encontrar diferentes parâmetros para o controlador PI que proporcionasse uma resposta com menor sobre-elevação, e com rápida reação ao erro em regime estacionário. Decidiu-se diminuir o peso da componente proporcional, ou seja, baixar o valor de K_p para 0.03 e aumentar o peso da componente integradora, ou seja, diminuir T_i para 0.6.

Os ajustes dos parâmetros do controlador permitiram obter as alterações à resposta e ao sinal de controlo apresentadas desde a Figura 6.64 até à Figura 6.67.

Contrariamente ao esperado, não se registaram alterações significativas relativamente ao teste anterior, uma vez que o pico de sobre-elevação manteve-se próximo do valor anterior.

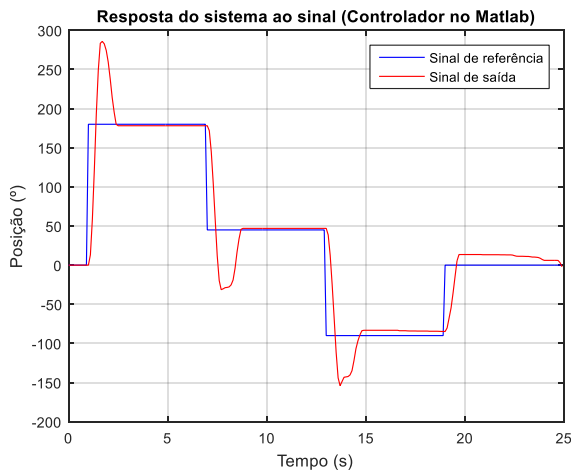


Figura 6.64: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.03$; $T_i = 0.6$; $h = 0.1 \text{ seg}$

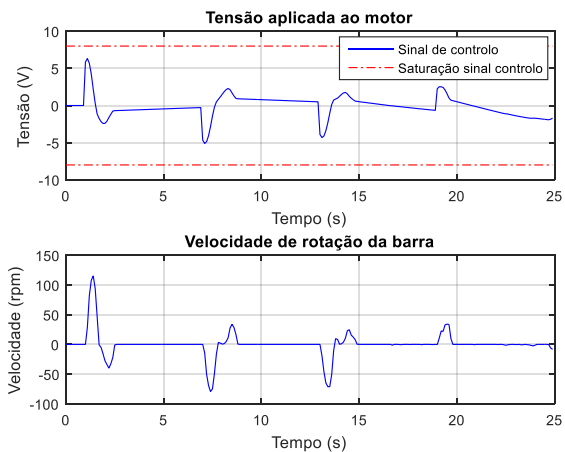


Figura 6.65: Sinal de controlo e velocidade da barra

As imperfeições da resposta presentes nas Figura 6.60, Figura 6.62, Figura 6.64 e Figura 6.66, quando se esperava que a barra se deslocasse para o valor final e estabilizasse, devem-se à banda morta do sistema. Uma vez que, para que o sinal de controlo não sature, superior ou inferiormente, obriga a que os valores dos parâmetros dos controladores implementados sejam baixos. No entanto, para regiões em que a barra já se encontra próxima do valor final, o sinal de controlo é baixo, caindo assim dentro da região morta do motor. Os gráficos da tensão mostram que, em alguns casos, a componente integradora não era rápida o suficiente para compensar o efeito da banda morta, ou seja, quando o ponteiro estava perto do valor final, a tensão variava lentamente no sentido de compensar o erro, mas no intervalo de tempo considerado entre transições não tinha tempo suficiente para retirar o sistema da banda-morta.

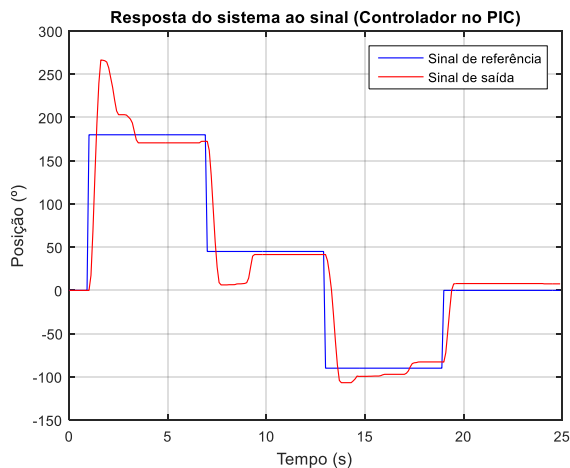


Figura 6.66: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.03$; $T_i = 0.6$; $h = 0.1 \text{ seg}$

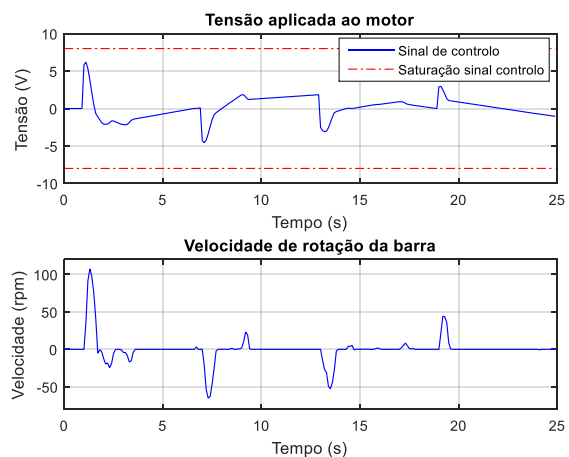


Figura 6.67: Sinal de controlo e velocidade da barra

Decidiu-se verificar a influência do período de amostragem no comportamento do sistema. Diminuiu-se o período de amostragem para 0.05 seg e testou-se o comportamento com os anteriores valores dos parâmetros. Verificou-se que a pico da sobre-elevação diminuiu, tal como pode ser verificado nas Figura 6.68, Figura 6.69, Figura 6.70 e Figura 6.71.

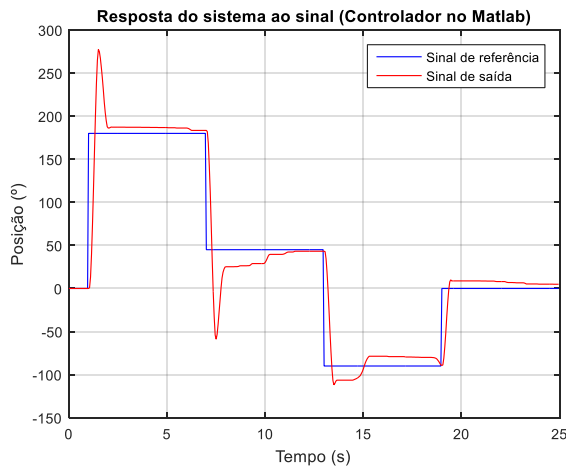


Figura 6.68: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05$; $Ti = 1$; $h = 0.05 \text{ seg}$

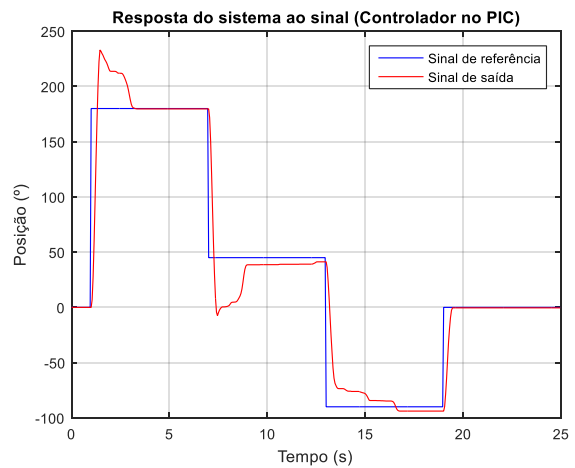


Figura 6.69: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05$; $Ti = 1$; $h = 0.05 \text{ seg}$

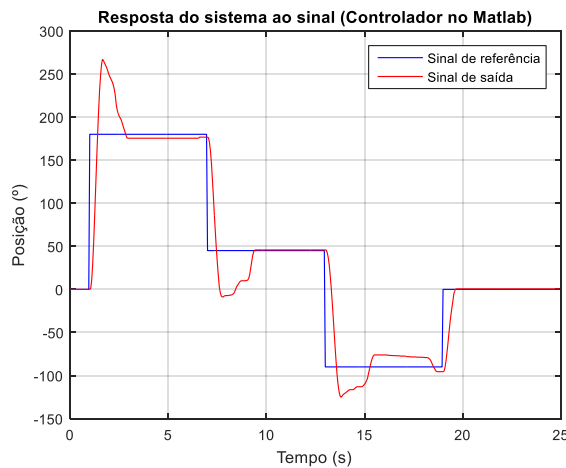


Figura 6.70: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.03$; $Ti = 0.6$; $h = 0.05 \text{ seg}$

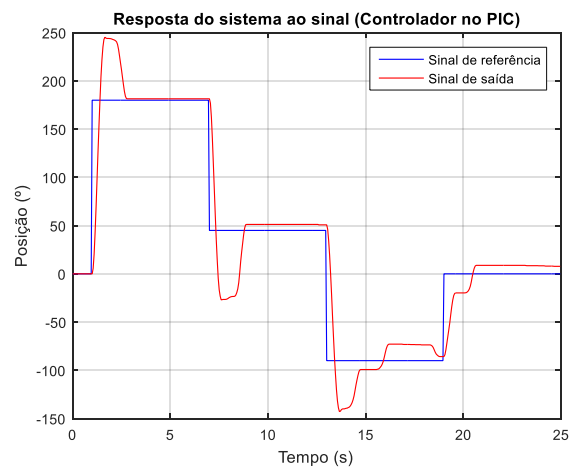


Figura 6.71: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.03$; $Ti = 0.6$; $h = 0.05 \text{ seg}$

6.4.4 Controlador proporcional integral diferencial (PID)

Os próximos resultados a serem apresentados são as respostas do sistema a diferentes controladores PID.

Os parâmetros do primeiro controlador a ser testado foram $Kp = 0.05$, $Ti = 0.5$, $Td = 0.002$ com período de amostragem de 0.1 seg . A resposta da simulação, Figura 6.72, apresenta uma sobre-elevação muito pequena, $PO \approx 14\%$, tendo um tempo de estabelecimento de, aproximadamente, 2.5 segundos.

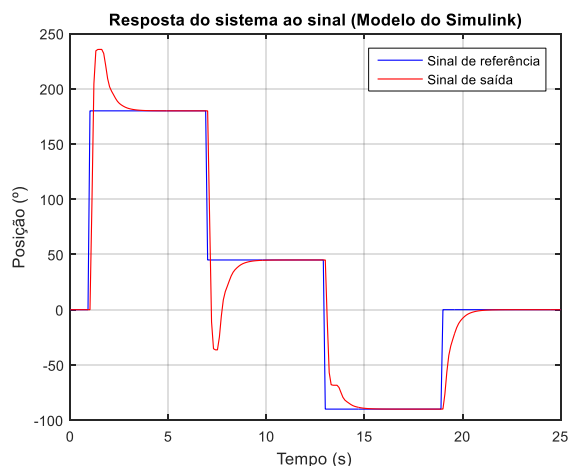


Figura 6.72: Resposta da simulação ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $T_i = 0.5$; $T_d = 0.002$

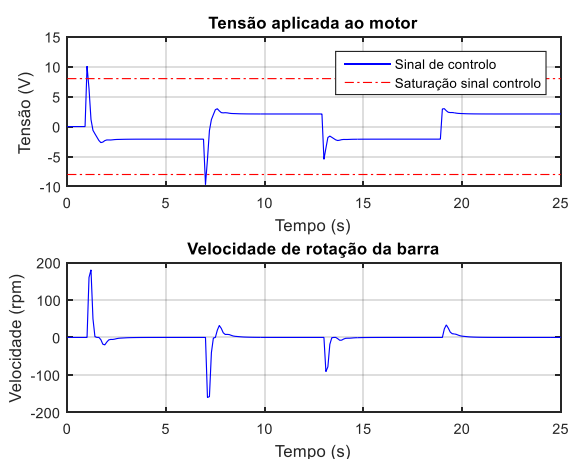


Figura 6.73: Sinal de controlo e velocidade da barra da simulação

Os resultados, utilizando o controlador PID com os parâmetros referidos, apresentam diferenças consideráveis, relativamente à simulação, no regime transitório. Enquanto que a simulação apresentava uma ligeira sobre elevação, a resposta real apresenta um pico elevado, $PO \approx 90\%$. Além de que, para atingir o valor final, a barra, demora algum tempo a estabilizar, tal como se comprova com as Figura 6.74 e Figura 6.76. Verificou-se nos testes efetuados que o valor de T_i mínimo era de 0.4, sendo que a resposta apresentava muita oscilação.

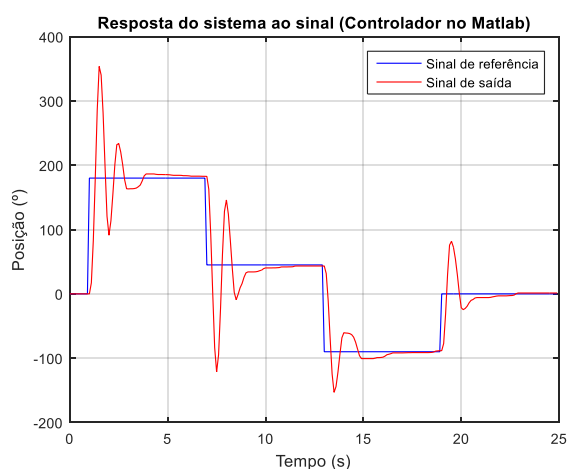


Figura 6.74: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $T_i = 0.5$; $T_d = 0.002$

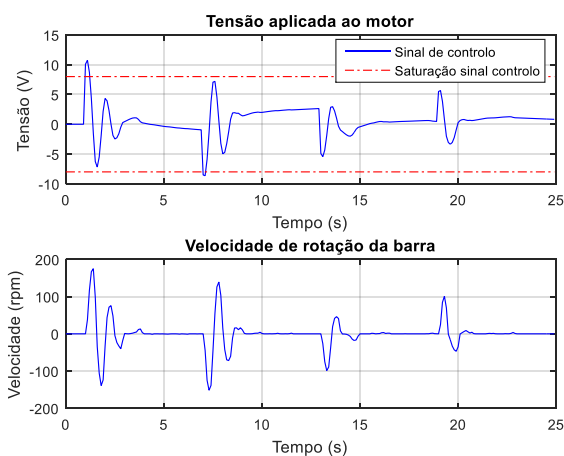


Figura 6.75: Sinal de controlo e velocidade da barra

Relativamente aos sinais de controlo, Figura 6.73, Figura 6.75 e Figura 6.77, o sinal da simulação apresenta um ligeiro pico superior ao limite nos instantes de transição, tal como os reais. No entanto, os reais possuem mais do que uma amostra superior aos limites, contrastando com o da simulação, que possui apenas uma amostra.

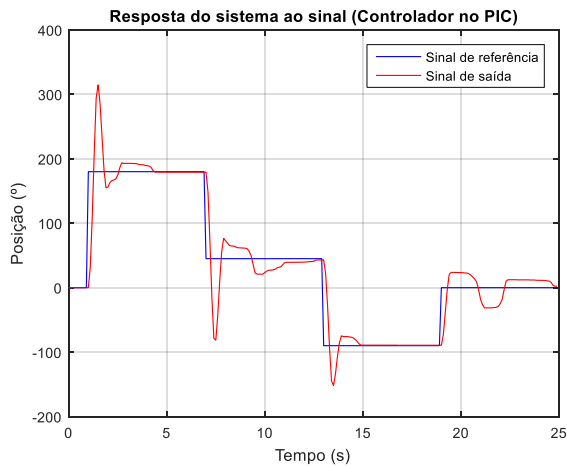


Figura 6.76: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $T_i = 0.5$; $T_d = 0.002$

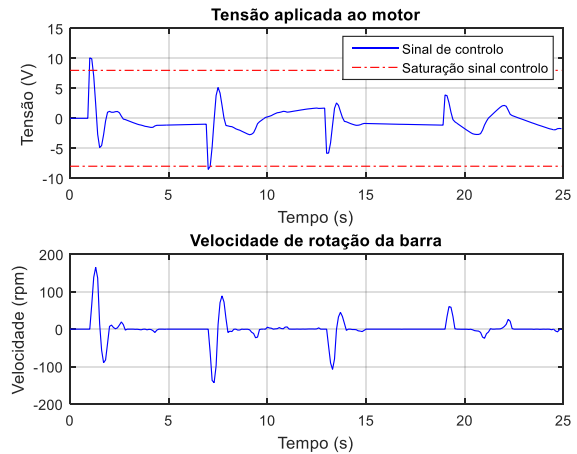


Figura 6.77: Sinal de controle e velocidade da barra

Decidiu-se aumentar o valor de T_d , ou seja, aumentar o peso da componente derivativa, de forma a melhorar o regime transitório e diminuir a sobre-elevação. O novo valor de T_d foi de 0.02. As respostas do sistema ao novo conjunto de parâmetros do controlador são apresentadas nas Figura 6.78 e Figura 6.80. Verificou-se que a sobre-elevação diminuiu ligeiramente e o tempo necessário para que a barra estabilizasse no valor final, também diminuiu.

Relativamente aos sinais de controlo, apresentaram valores dentro dos limites, exceto nos instantes das transições de maior diferença entre valores do sinal de referência.

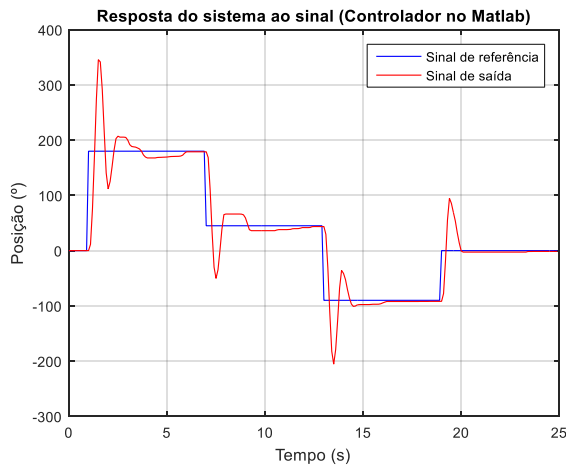


Figura 6.78: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $T_i = 0.5$; $T_d = 0.02$

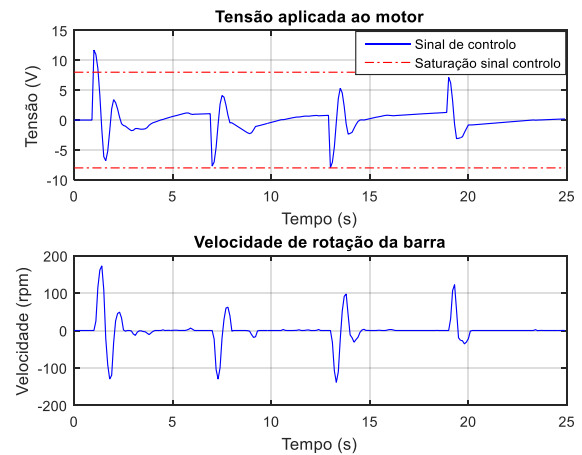


Figura 6.79: Sinal de controle e velocidade da barra

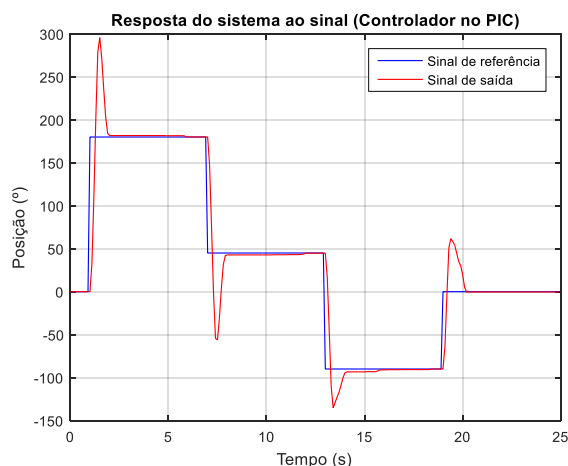


Figura 6.80: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $T_i = 0.5$; $T_d = 0.02$

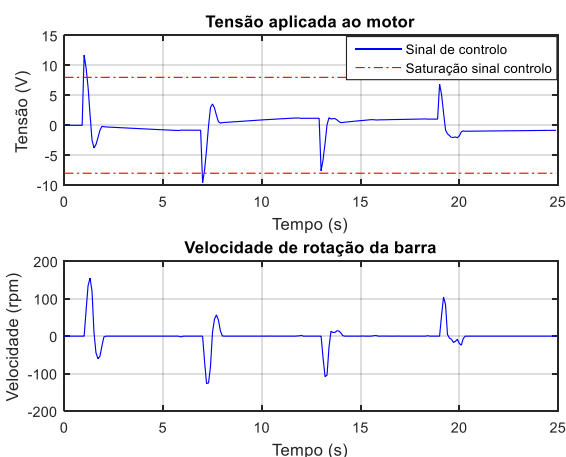


Figura 6.81: Sinal de controlo e velocidade da barra

No próximo controlador, com o intuito de diminuir o pico da sobre-elevação, diminuiu-se a influência da componente integradora no sinal de controlo, aumentando-se o valor de T_i para 0.9, tendo-se obtido os resultados apresentados nas Figura 6.82 e Figura 6.84.

Verificou-se que a sobre-elevação não se alterou significativamente, $PO \approx 60\%$. Os sinais de controlo apresentados nas Figura 6.83 e Figura 6.85 também não sofreram alterações significativas. A única diferença a salientar prende-se com o facto de o erro em regime estacionário se ter deteriorado.

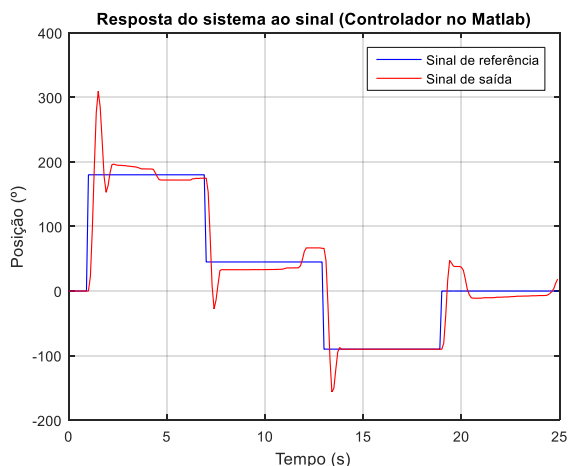


Figura 6.82: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $T_i = 0.9$; $T_d = 0.02$

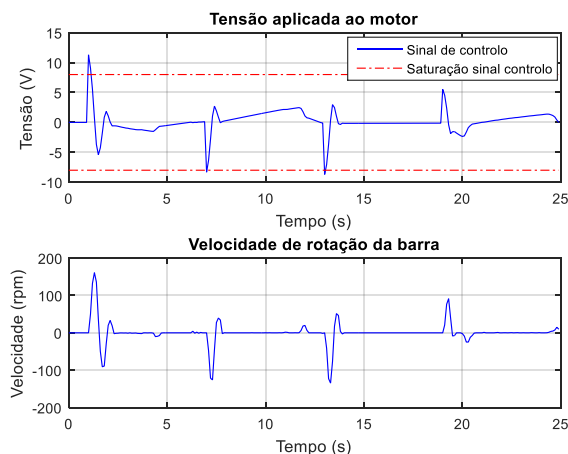


Figura 6.83: Sinal de controlo e velocidade da barra

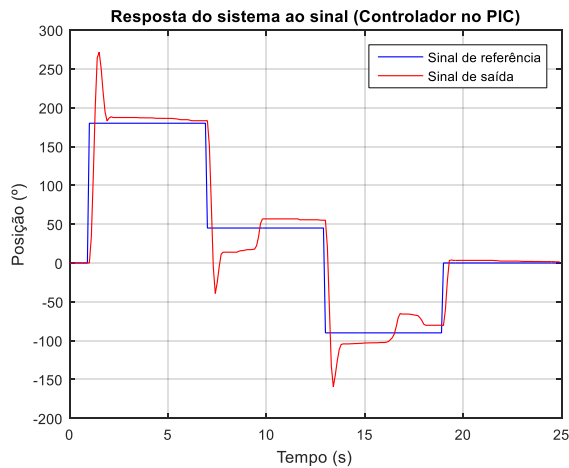


Figura 6.84: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $T_i = 0.9$; $T_d = 0.02$

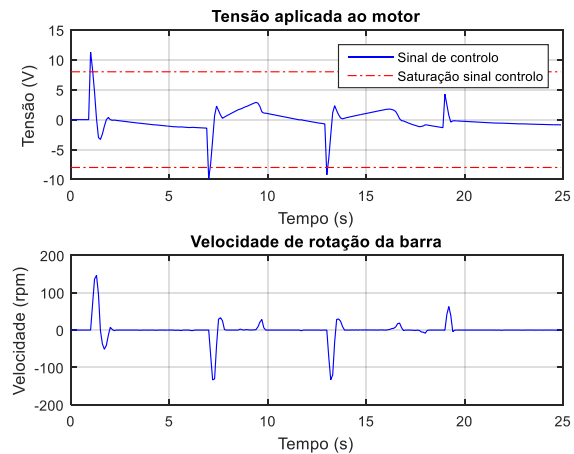


Figura 6.85: Sinal de controlo e velocidade da barra

De seguida apresentam-se os resultados obtidos pela diminuição do período de amostragem para 0.05 seg , para diferentes controladores PID com parâmetros iguais aos testados anteriormente.

Os parâmetros do primeiro controlador a ser testado tinham os seguintes valores: $K_p = 0.05$; $T_i = 0.5$; $T_d = 0.002$.

Os resultados, Figura 6.86 e Figura 6.88, apresentaram uma resposta com uma ligeira diminuição da sobre-elevação e do tempo de estabelecimento do sistema, algo espectável, visto o período de amostragem menor e o sinal de controlo reagir mais rapidamente ao erro entre a posição do sistema e a posição desejada. Relativamente ao sinal de controlo, Figura 6.87 e Figura 6.89, não se verificaram alterações relevantes.

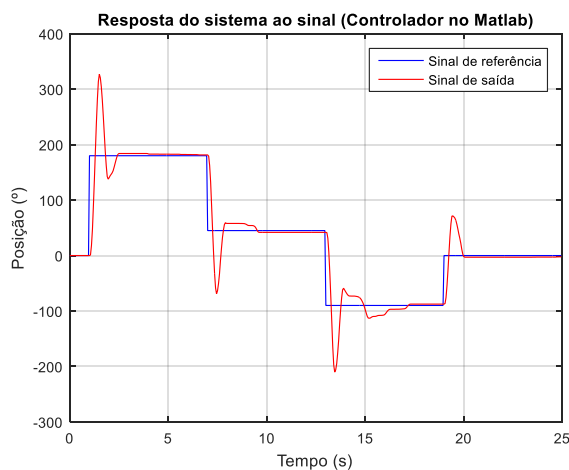


Figura 6.86: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $T_i = 0.5$; $T_d = 0.002$

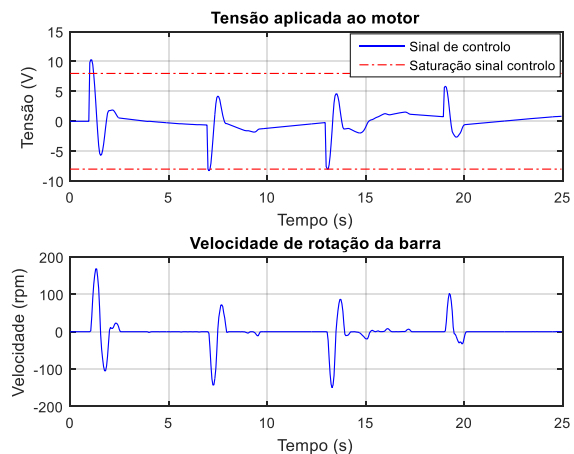


Figura 6.87: Sinal de controlo e velocidade da barra

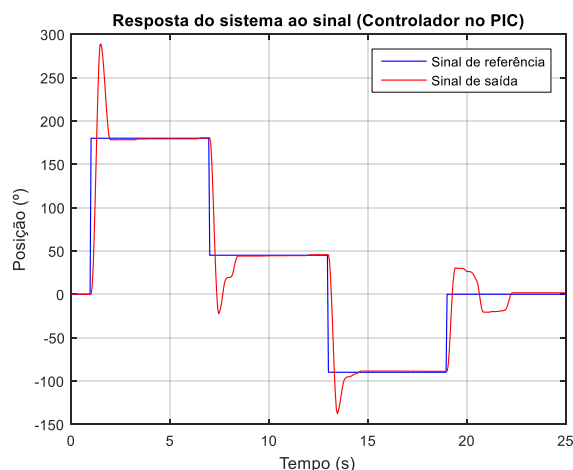


Figura 6.88: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $T_i = 0.5$; $T_d = 0.002$

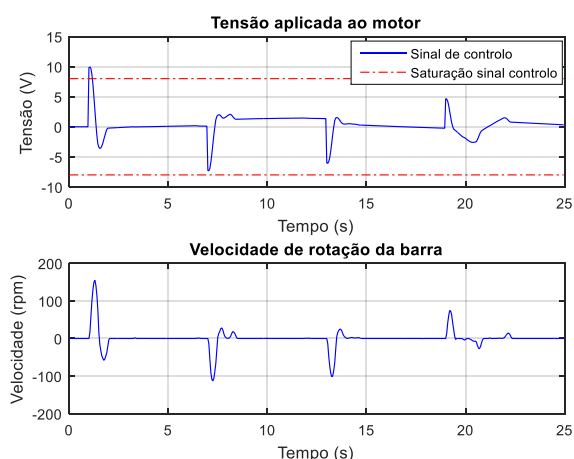


Figura 6.89: Sinal de controlo e velocidade da barra

Aumentou-se o valor de T_d , ou seja, aumentou-se a influência da componente derivativa, tendo-se obtido os resultados apresentados nas Figura 6.90 e Figura 6.92.

O regime transitório das respostas do sistema melhorou relativamente ao controlador anterior, no entanto o regime estacionário piorou, uma vez que por vezes, devido à banda morta do motor, a barra mesmo estando já próxima do valor final, a componente integradora acumulava erro e a determinada altura, o sinal de controlo, Figura 6.91 e Figura 6.93, já era elevado e fazia com que a barra andasse para além do pretendido, tendo que ser depois compensado.

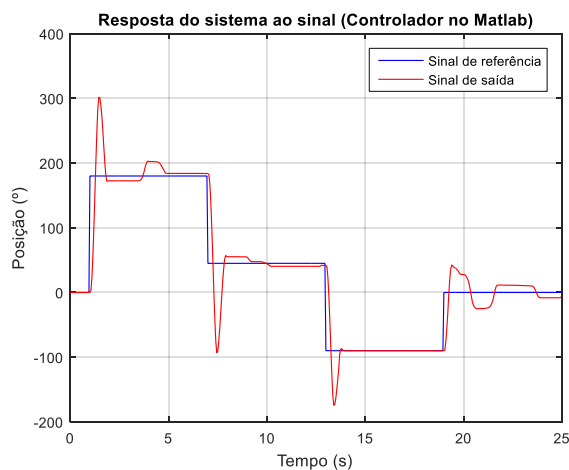


Figura 6.90: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $T_i = 0.5$; $T_d = 0.02$

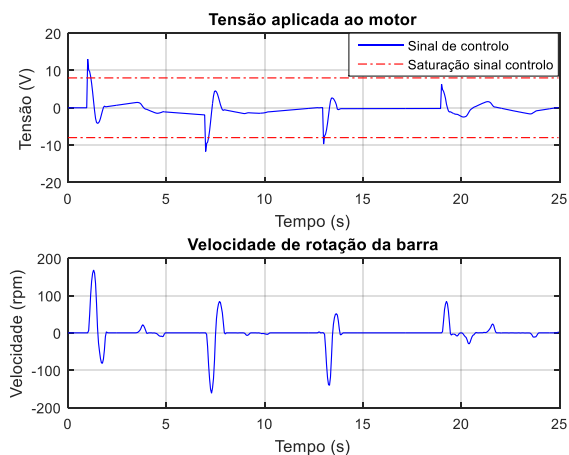


Figura 6.91: Sinal de controlo e velocidade da barra

O último controlador PID apresentado, com $K_p = 0.05$, $T_i = 0.9$ e $T_d = 0.02$, teve uma resposta, Figura 6.94 e Figura 6.96, em que a sobre-elevação diminuiu, algo que vai de encontro ao esperado, uma vez que influência da componente integradora diminuiu. Relativamente ao regime estacionário, em algumas das transições do sinal de referência o erro foi maior, comparativamente ao controlador anterior, mas inferior se comparado com o mesmo controlador com período de amostragem de 0.1 seg (Figura 6.82 e Figura 6.84).

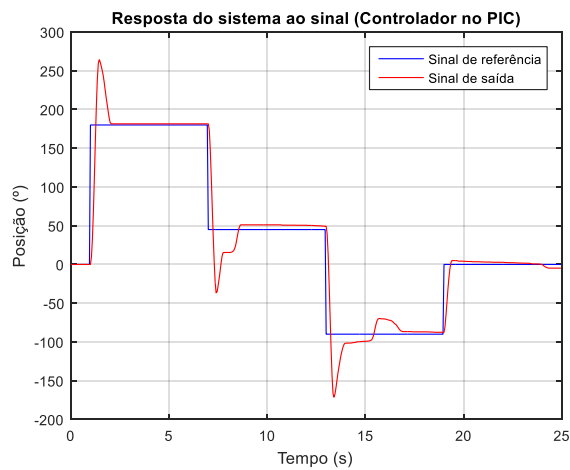


Figura 6.92: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $T_i = 0.5$; $T_d = 0.02$

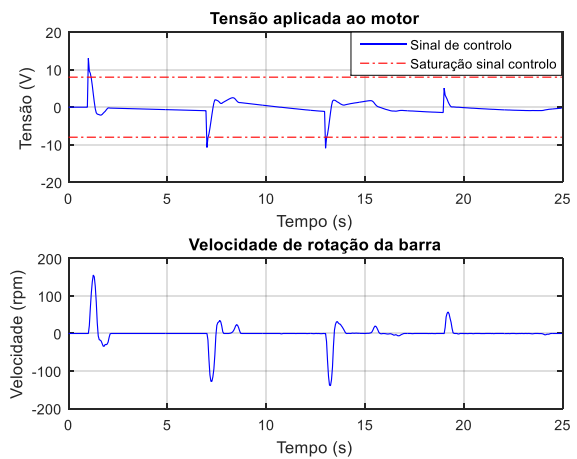


Figura 6.93: Sinal de controlo e velocidade da barra

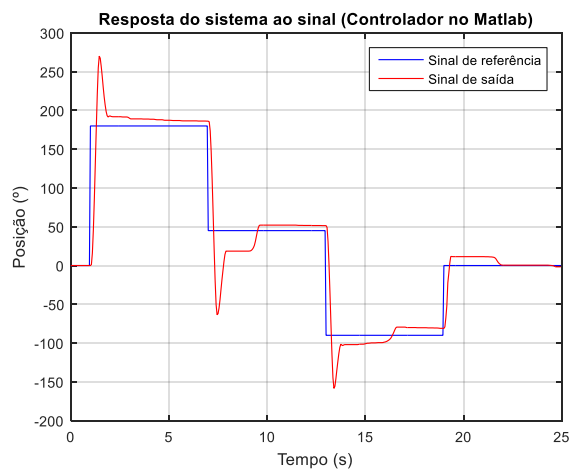


Figura 6.94: Resposta do sistema ao sinal de referência com $K_p = 0.05$; $T_i = 0.9$; $T_d = 0.02$

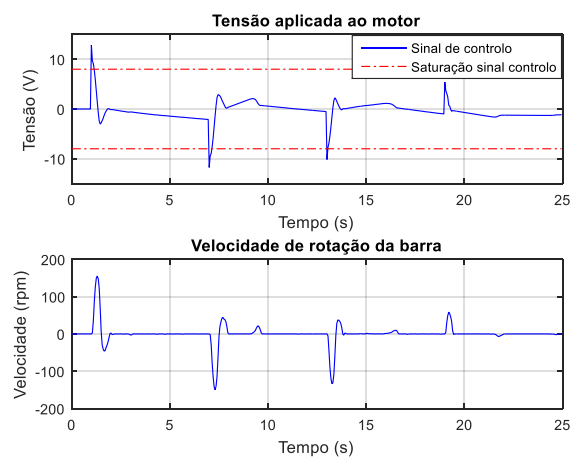


Figura 6.95: Sinal de controlo e velocidade da barra

Os sinais de controlo, Figura 6.95 e Figura 6.97, apresentaram, tal como os anteriores, picos superiores aos limites, ainda assim, a quantidade de amostras com valor superior aos limites diminuiu.

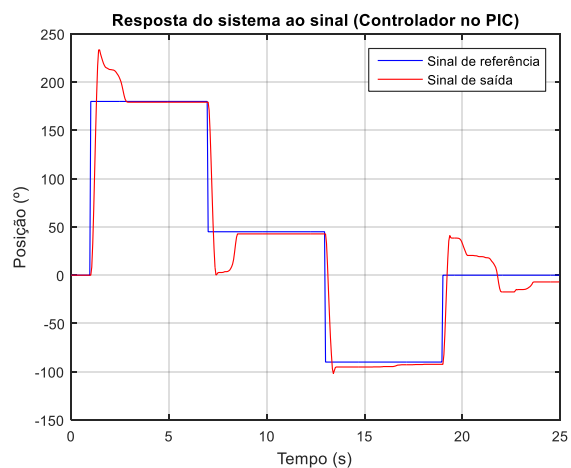


Figura 6.96: Resposta do sistema ao sinal de referência com $Kp = 0.05$; $Ti = 0.9$; $Td = 0.02$

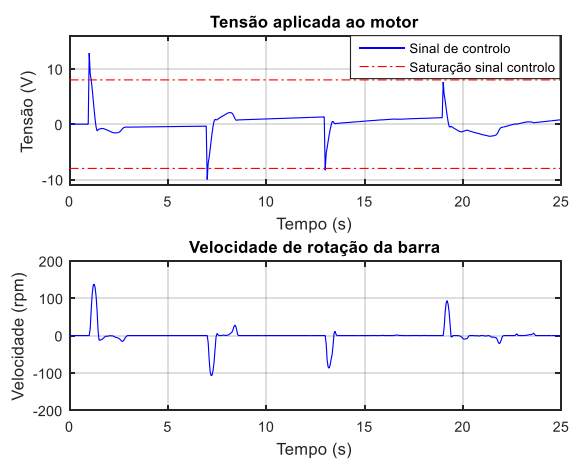


Figura 6.97: Sinal de controlo e velocidade da barra

7 Conclusões e trabalho futuro

Neste capítulo é feita uma consideração global do trabalho realizado, tendo em conta os resultados obtidos, e apresentadas propostas de trabalho futuro.

Pode-se afirmar que os objetivos propostos para esta dissertação foram cumpridos. O objetivo de construir um sistema possível de utilizar no laboratório foi atingido, uma vez que existe um produto final funcional. Verificou-se que o sistema construído é controlável, ou seja, o controlo da posição é possível de efetuar com diferentes tipos de controladores. O método utilizado para caracterizar o motor foi adequado, uma vez que o comportamento do sistema real era semelhante ao obtido na simulação, pelo modelo resultante das equações da dinâmica, dos valores obtidos na caracterização do motor e das limitações físicas do sistema, tais como a banda morta e os níveis de saturação da tensão. Relativamente ao método de modelação do sistema verificou-se que, devido à banda morta, o sinal de entrada utilizado não terá sido o mais adequado para a obtenção da estimativa dos parâmetros do modelo de 3ª ordem.

Relativamente à parte mecânica do protótipo, a disposição dos diferentes elementos no interior da caixa verificou-se ser a indicada. Durante os testes foi necessário várias vezes efetuar ajustes à correia até encontrar o ponto indicado, além da necessidade de reprogramação do microcontrolador, tenha bastado retirar um dos painéis laterais do protótipo para que ficasse todo o *hardware* interior acessível para a realização destes ajustes.

Durante os testes efetuados verificaram-se alguns aspetos a ser melhorados, de forma a tornar o sistema mais completo. O principal aspeto a considerar passa por aumentar a inércia da barra. Os resultados do sistema real e da simulação mostraram que o sistema podia ser controlado com um controlador simples e, sendo a finalidade do sistema, a aplicação de algoritmos de controlo, do ponto de vista formativo, seria melhor que o sistema apresentasse uma maior inércia. O sistema tal como está montado permite a qualquer momento alterar a barra. Outro ponto a ter em consideração é a diminuição da banda morta do motor. Verificou-se, pelos testes de algoritmos de controlo, que a banda morta influencia, por vezes em demasia a resposta do sistema. Outro aspeto a considerar é a ligeira vibração do eixo do motor. O suplemento do eixo do motor construído para montar a roda dentada, apesar de estar fixo ao encoder e ao eixo do motor, este, com o motor a rodar, tem uma ligeira vibração devido a não estar completamente ortogonal. Apesar de existir esta ligeira vibração deve-se salientar que, depois de realizados todos os testes, aparentemente, o comportamento do sistema não é afetado.

Relativamente ao software implementado, verificou-se uma limitação relativamente ao tempo de comunicação entre o MATLAB® e o PIC. O tempo necessário para o PIC colocar no buffer os valores atuais da velocidade e da posição era de 17 *ms*. Um tempo superior, comparativamente ao necessário para o PIC ler os dados enviados, que era de 1 *ms*. Por este motivo, o período de amostragem mínimo para o controlo implementado no MATLAB®, ficou limitado a 50 *ms*.

Ao realizar-se os vários testes ao sistema controlado não se pretendia encontrar o melhor controlador, mas sim testar diversos valores para os parâmetros dos controladores e verificar a sua influência no comportamento do mesmo. Ficou por testar o controlador RST, tal como referido anteriormente no Capítulo 6.3.2, mas a sua programação foi concretizada. Internamente, o PIC tem programado o algoritmo para que sejam enviados os parâmetros dos polinómios R, S e T, de 1ª ordem, e seja efetuado o controlo do sistema.

Outro controlador que pode ser adicionado ao algoritmo interno do sistema em modo autónomo é a realimentação por variáveis de estado. Este algoritmo de controlo não foi testado, no entanto, o protocolo de comunicação entre o MATLAB® e o PIC permite que seja implementado no MATLAB®. Realizando ligeiros acréscimos à função de MATLAB® e ao código de programação do PIC, é possível implementar, internamente no sistema, este tipo de controlo.

No controlo por realimentação por variáveis de estado, segundo [20], as variáveis de estado a serem controladas pela matriz de realimentação de estados precisam ser controláveis. Por outro lado, na representação do sistema por espaço de estados (Capítulo 6.1), uma das três variáveis de estado (corrente do induzido do motor, i_a), da forma como está implementado o *hardware* do sistema, não é diretamente mensurável. No entanto, a posição angular (θ_2) e a velocidade angular ($\dot{\theta}_2$) são mensuráveis. Tal como é referido em [10] (pág. 513-522) e [21], se a variável de estado for observável, é possível implementar um observador de estado de ordem mínima, de forma a estimar as variáveis de estado e assim dimensionar a matriz de realimentação de estados e implementar o controlo por realimentação das variáveis de estado.

8 Referências

- [1] Quanser, “Quanser,” [Online]. Available: <http://www.quanser.com/>. [Acedido em Novembro 2016].
- [2] Gunt Hamburg, [Online]. Available: http://www.gunt.de/static/s1_1.php. [Acedido em Novembro 2016].
- [3] Edibon, “Edibon,” [Online]. Available: <http://www.edibon.com/>. [Acedido em Novembro 2016].
- [4] Alecop, “Alecop,” [Online]. Available: <http://www.alecop.com/>. [Acedido em Novembro 2016].
- [5] Feedback Instruments, “Feedback Instruments,” [Online]. Available: <http://www.feedback-instruments.com/>. [Acedido em Novembro 2016].
- [6] K. Sailan e -I. K.-D. Prof. Dr. Kuhnert, “DC Motor Angular Position Control using PID Controller for the purpose of controlling the Hydraulic Pump,” em *Proceedings Engineering & Technology - Vol.1*, pp. 22-26, Tunísia, Junho 2013.
- [7] Department of Electrical Engineering, Indian Institute of Technology Bombay, “DC Position Control”.
- [8] E. Laubwald, “Servo Control Systems 1: DC Servomechanisms,” Control Systems Principles.co.uk.
- [9] Á. F. García, Universidade do País Basco, [Online]. Available: http://www.sc.ehu.es/sbweb/fisica/solido/din_rotacion/inercia/inercia.htm. [Acedido em Novembro 2016].
- [10] A. P. Melo, Teoria dos sistemas de controlo lineares, Universidade de Aveiro, 2010.
- [11] “Meca Web - Education site,” [Online]. Available: http://www.mecaweb.com.br/eletronica/content/e_pwm. [Acedido em Novembro 2016].
- [12] Digikey, [Online]. Available: <http://www.digikey.com/product-search/en?keywords=HEDS-5120%23A06>. [Acedido em Novembro 2016].
- [13] Digikey, [Online]. Available: <http://www.digikey.com/product-detail/en/broadcom-limited/HEDS-9100-J00/516-3031-ND>. [Acedido em Novembro 2016].
- [14] A. M. Mota, Texto de Apoio de Electrónica de potência, 2012.
- [15] P. Fonseca, Texto de Apoio de Sistemas de Instrumentação Electrónica, 2011.

- [16] T. R. Cunha e A. M. Mota, Texto de Apoio de Controlo Digital, System Identification Techniques, 2015.
- [17] A. M. Mota, Texto de Apoio de Sistemas de Controlo 2, Controladores PID, 2014.
- [18] T. R. Cunha, Texto de Apoio de Sistemas de controlo 2, Design of discrete-time controllers through emulation, 2015.
- [19] A. M. Mota, Texto de Apoio de Sistemas de Controlo 2, Controladores RST (Abordagem Polinomial), 2014.
- [20] T. R. Cunha e A. M. Mota, Texto de Apoio de Controlo Digital, Pole Placement Control in State Space, 2015.
- [21] T. R. Cunha e A. M. Mota, Texto de Apoio de Controlo Digital, State Observer, 2015.

9 Anexos

9.1 Tabela com medições e cálculos para caracterização do motor:

Medições			Cálculos						
Tensão (V)	Corrente (A)	Frequência (Hz)	Velocidade (rpm)	Velocidade (rad/s)	Constante elétrica (k_g)	$E = V - RI $	Binário em vazio (T_m)	Coefficiente de atrito (D)	Constante mecânica (k_m)
0,00	0,000	0,00E+00	0	0,00E+00	-----	0,00	-----	-----	-----
0,50	0,000	0,00E+00	0	0,00E+00	-----	0,50	-----	-----	-----
1,20	0,085	1,30E+03	156	1,63E+01	1,00E-01	1,64	8,54E-03	5,23E-04	1,00E-01
1,75	0,092	2,75E+03	330	3,46E+01	3,84E-02	1,33	3,53E-03	1,02E-04	3,84E-02
2,10	0,092	3,70E+03	444	4,65E+01	2,10E-02	0,98	1,93E-03	4,15E-05	2,10E-02
2,40	0,091	3,97E+03	476	4,99E+01	1,29E-02	0,64	1,17E-03	2,35E-05	1,29E-02
2,90	0,092	5,90E+03	708	7,41E+01	2,37E-03	0,18	2,18E-04	2,94E-06	2,37E-03
3,50	0,103	7,60E+03	912	9,55E+01	5,95E-04	0,06	6,13E-05	6,42E-07	5,95E-04
4,10	0,100	9,40E+03	1128	1,18E+02	6,41E-03	0,76	6,41E-04	5,43E-06	6,41E-03
4,75	0,115	1,11E+04	1326	1,39E+02	6,52E-03	0,91	7,50E-04	5,40E-06	6,52E-03
5,22	0,096	1,20E+04	1440	1,51E+02	1,33E-02	2,01	1,28E-03	8,49E-06	1,33E-02
6,50	0,099	1,50E+04	1800	1,88E+02	1,69E-02	3,19	1,68E-03	8,89E-06	1,69E-02
6,76	0,097	1,64E+04	1968	2,06E+02	1,71E-02	3,52	1,66E-03	8,03E-06	1,71E-02
7,03	0,102	1,69E+04	2028	2,12E+02	1,70E-02	3,62	1,74E-03	8,19E-06	1,70E-02
7,40	0,102	1,79E+04	2142	2,24E+02	1,78E-02	3,99	1,81E-03	8,09E-06	1,78E-02
7,85	0,105	1,93E+04	2316	2,43E+02	1,79E-02	4,34	1,88E-03	7,75E-06	1,79E-02
8,50	0,105	2,08E+04	2490	2,61E+02	1,91E-02	4,99	2,01E-03	7,71E-06	1,91E-02
9,10	0,100	2,30E+04	2760	2,89E+02	1,99E-02	5,76	1,99E-03	6,89E-06	1,99E-02

Sistema de controlo de posição angular

9,50	0,098	2,45E+04	2940	3,08E+02	2,02E-02	6,22	1,98E-03	6,43E-06	2,02E-02
9,95	0,099	2,52E+04	3024	3,17E+02	2,10E-02	6,64	2,08E-03	6,56E-06	2,10E-02
10,10	0,100	2,64E+04	3168	3,32E+02	2,04E-02	6,76	2,04E-03	6,14E-06	2,04E-02
10,40	0,100	2,72E+04	3264	3,42E+02	2,06E-02	7,06	2,06E-03	6,04E-06	2,06E-02
11,00	0,100	2,83E+04	3396	3,56E+02	2,15E-02	7,66	2,15E-03	6,05E-06	2,15E-02
11,50	0,102	3,00E+04	3600	3,77E+02	2,15E-02	8,09	2,19E-03	5,81E-06	2,15E-02
11,80	0,097	3,10E+04	3720	3,90E+02	2,20E-02	8,56	2,13E-03	5,47E-06	2,20E-02
12,30	0,096	3,20E+04	3840	4,02E+02	2,26E-02	9,09	2,17E-03	5,40E-06	2,26E-02
13,00	0,096	3,44E+04	4128	4,32E+02	2,26E-02	9,79	2,17E-03	5,03E-06	2,26E-02
13,20	0,102	3,45E+04	4138	4,33E+02	2,26E-02	9,79	2,30E-03	5,32E-06	2,26E-02
13,60	0,102	3,64E+04	4364	4,57E+02	2,23E-02	10,19	2,27E-03	4,98E-06	2,23E-02
14,00	0,100	3,70E+04	4444	4,65E+02	2,29E-02	10,66	2,29E-03	4,92E-06	2,29E-02
14,60	0,096	3,92E+04	4706	4,93E+02	2,31E-02	11,39	2,22E-03	4,50E-06	2,31E-02
15,00	0,105	4,08E+04	4898	5,13E+02	2,24E-02	11,49	2,35E-03	4,59E-06	2,24E-02
15,40	0,107	4,17E+04	5000	5,24E+02	2,26E-02	11,82	2,42E-03	4,61E-06	2,26E-02

9.2 Script MATLAB® usado no cálculo da constante de tempo:

```
% COMUNICAÇÃO USB COM PIC32 PARA OBTENÇÃO DE VELOCIDADE DO MOTOR
h=hidapi(0,hex2dec('04D8'),hex2dec('003F'),64,64);
h.open; pause(1);

h.write_TRC(hex2dec('81')); pause(0.1);
in_msg = h.read;

data_length = typecast(in_msg(1:1:4),'uint32');

k = 1;
while (data_length+(length(in_msg)/4)) > (length(in_msg)/4)

    for i = 5:4:length(in_msg)
        cont(k) = typecast(in_msg(i:1:i+3),'uint32');
        k = k+1;
    end

    h.write_TRC(hex2dec('81'));
    pause(0.1);
    in_msg = h.read;

    data_length = data_length - 16;
end

h.close; h.delete;
h = 0.001;

for i = 1:length(cont)-1
    freq(i) = (cont(i+1)-cont(i))/h;
end

speed = freq*60/500;
t = 0:h:(h*(length(speed)-1));
figure; plot(t,speed);

for i = 1:length(speed)-10
    speed_mean(i) =(speed(i) + speed(i+1) + speed(i+2) + speed(i+3) +
    speed(i+4) + speed(i+5) + speed(i+6) + speed(i+7) + speed(i+8) +
    speed(i+9)) / 10;
end

[speed_max,time_init] = max(speed_mean);
[indices] = find(speed_mean == speed_max);
time_init=max(indices);

for i=time_init:length(speed_mean)

    if speed_mean(i) <= speed_max*0.368
        break
    end
end

t_descida = (i-time_init)*h
```

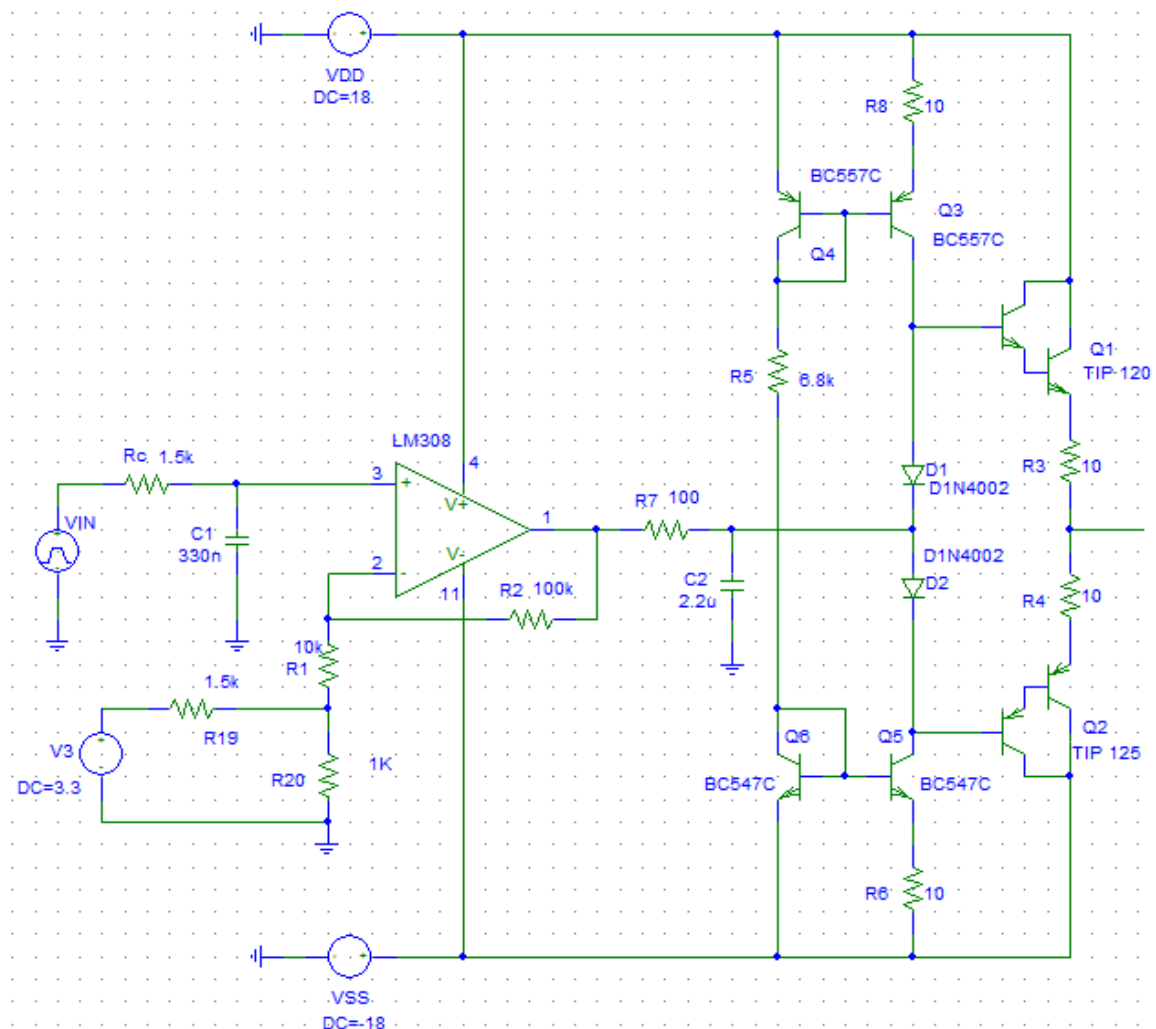
```
%% GRÁFICO DA VELOCIDADE
t2 = 0:h:(h*(length(speed_mean)-1));
xmarkers = [time_init*h-h, i*h-h]; % place markers at these x-values
ymarkers = [speed_max, speed_mean(i)];

figure; plot(t2,speed_mean,'k', xmarkers, ymarkers, '*r');
grid on; hold on; axis([0 6.5 -100 4000]);
xlabel('Tempo (s)'); ylabel('Velocidade (rpm)');

x1 = double(t2(time_init)); y1 = double(speed_max);
text(x1,y1,['(' num2str(x1) ', ' num2str(y1) ')']);

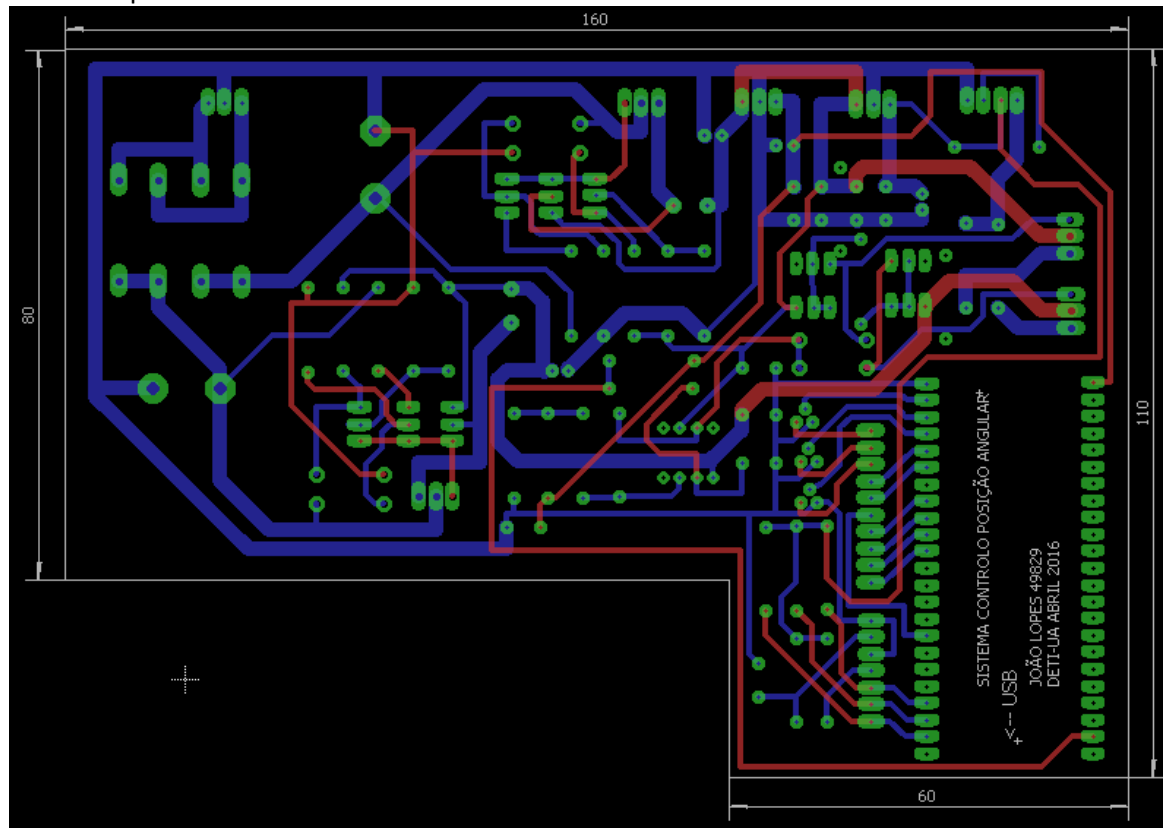
x2 = double(t2(i)); y2 = double(speed_mean(i));
text(x2,y2,['(' num2str(x2) ', ' num2str(y2) ')']);
```

9.3 Drive do motor completo com alterações:

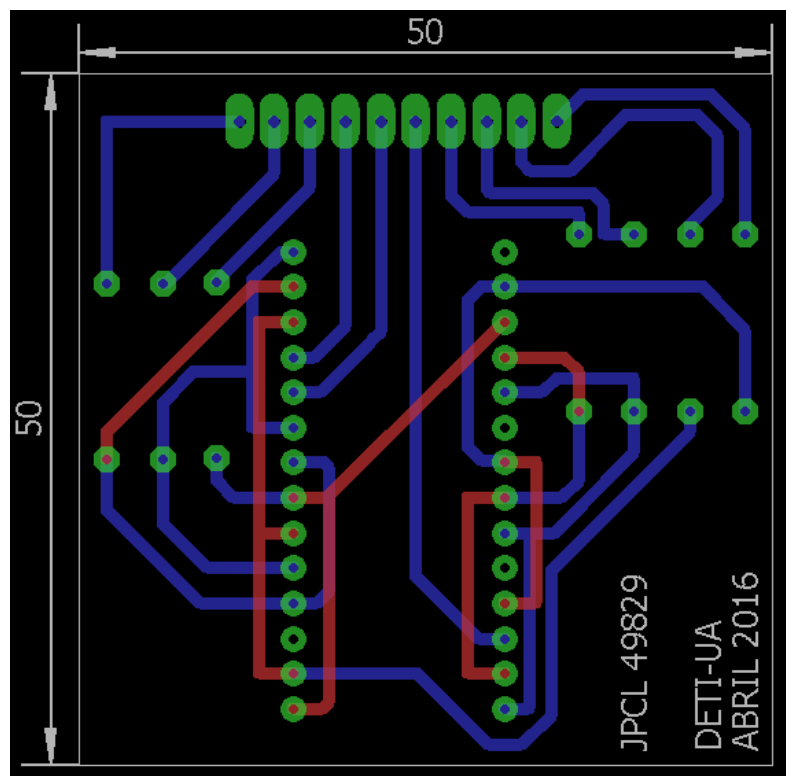


9.4 Layout das PCB's:

PCB Principal:



PCB Displays:



9.5 Dados recolhidos para caracterizar o drive de controlo do motor:

Caracterização do conversor PWM-Tensão							
Tensão enviada pelo MATLAB®	Duty-cycle correspondente	Tensão de saída do drive em vazio	Diferença entre tensão medida e teórica	Tensão de saída do drive em carga	Diferença entre tensão medida e teórica	Pré-distorçor aplicado	
						Tensão de saída do drive em carga	Diferença entre tensão medida e teórica
-15,0	0,00	-13,3	1,7	-12,3	2,7	-12,8	2,2
-14,5	1,67	-13,3	1,2	-12,4	2,1	-12,8	1,7
-14,0	3,33	-13,3	0,7	-12,4	1,6	-12,8	1,2
-13,5	5,00	-13,3	0,2	-12,4	1,1	-12,8	0,7
-13,0	6,67	-13,3	-0,3	-12,4	0,6	-12,8	0,2
-12,5	8,33	-12,8	-0,3	-12,0	0,5	-12,5	0,0
-12,0	10,00	-12,2	-0,2	-11,3	0,7	-12,0	0,0
-11,5	11,67	-11,8	-0,3	-10,8	0,7	-11,5	0,0
-11,0	13,33	-11,3	-0,3	-10,4	0,6	-10,9	0,1
-10,5	15,00	-10,7	-0,2	-9,9	0,6	-10,4	0,1
-10,0	16,67	-10,2	-0,2	-9,6	0,4	-10,0	0,0
-9,5	18,33	-9,7	-0,2	-9,1	0,4	-9,6	-0,1
-9,0	20,00	-9,1	-0,1	-8,5	0,5	-9,1	-0,1
-8,5	21,67	-8,5	0,0	-8,1	0,4	-8,6	-0,1
-8,0	23,33	-8,1	-0,1	-7,6	0,4	-8,1	-0,1
-7,5	25,00	-7,6	-0,1	-7,0	0,5	-7,6	-0,1
-7,0	26,67	-7,1	-0,1	-6,6	0,4	-7,0	0,0
-6,5	28,33	-6,6	-0,1	-6,1	0,4	-6,6	-0,1
-6,0	30,00	-6,1	-0,1	-5,5	0,5	-6,1	-0,1
-5,5	31,67	-5,6	-0,1	-5,0	0,5	-5,5	0,0
-5,0	33,33	-5,1	-0,1	-4,6	0,4	-5,0	0,0
-4,5	35,00	-4,5	0,0	-4,0	0,5	-4,6	-0,1
-4,0	36,67	-4,0	0,0	-3,5	0,5	-4,0	0,0
-3,5	38,33	-3,6	-0,1	-3,0	0,5	-3,6	-0,1
-3,0	40,00	-3,0	0,0	-2,5	0,5	-3,1	-0,1
-2,5	41,67	-2,5	0,0	-2,0	0,5	-2,5	0,0
-2,0	43,33	-2,0	0,0	-1,5	0,5	-2,1	-0,1

Sistema de controlo de posição angular

-1,5	45,00	-1,4	0,1	-0,8	0,8	-1,5	0,0
-1,0	46,67	-0,9	0,1	-0,5	0,5	-0,9	0,1
-0,5	48,33	-0,6	-0,1	-0,3	0,2	-0,5	0,0
0,0	50,00	-0,2	-0,2	0,0	0,0	-0,2	-0,2
0,5	51,67	0,3	-0,2	0,3	-0,2	0,8	0,3
1,0	53,33	0,7	-0,3	0,8	-0,2	1,1	0,1
1,5	55,00	1,4	-0,1	1,1	-0,4	1,4	-0,1
2,0	56,67	1,6	-0,4	1,4	-0,6	2,0	-0,1
2,5	58,33	2,4	-0,1	2,0	-0,5	2,4	-0,1
3,0	60,00	2,8	-0,2	2,5	-0,5	2,9	-0,1
3,5	61,67	3,3	-0,2	2,9	-0,6	3,5	0,0
4,0	63,33	3,9	-0,1	3,4	-0,6	3,9	-0,1
4,5	65,00	4,4	-0,1	3,9	-0,6	4,4	-0,1
5,0	66,67	4,8	-0,2	4,3	-0,7	5,0	0,0
5,5	68,33	5,5	0,0	5,0	-0,5	5,5	0,0
6,0	70,00	6,0	0,0	5,5	-0,5	5,9	-0,1
6,5	71,67	6,4	-0,1	5,9	-0,6	6,6	0,0
7,0	73,33	7,0	0,0	6,5	-0,5	7,0	0,0
7,5	75,00	7,5	0,0	7,0	-0,5	7,5	0,0
8,0	76,67	7,9	-0,1	7,5	-0,5	8,1	0,1
8,5	78,33	8,6	0,1	8,1	-0,4	8,5	0,0
9,0	80,00	9,0	0,0	8,5	-0,5	9,0	0,0
9,5	81,67	9,5	0,0	9,0	-0,5	9,5	0,0
10,0	83,33	10,1	0,1	9,5	-0,5	9,9	-0,1
10,5	85,00	10,6	0,1	9,9	-0,6	10,4	-0,1
11,0	86,67	11,1	0,1	10,4	-0,6	11,0	0,0
11,5	88,33	11,7	0,2	11,0	-0,5	11,4	-0,1
12,0	90,00	12,2	0,2	11,5	-0,5	12,0	0,0
12,5	91,67	12,6	0,1	11,9	-0,6	12,5	0,0
13,0	93,33	13,2	0,2	12,5	-0,5	12,7	-0,3
13,5	95,00	13,2	-0,3	12,5	-1,0	12,7	-0,8
14,0	96,67	13,2	-0,8	12,5	-1,5	12,7	-1,3
14,5	98,33	13,2	-1,3	12,5	-2,0	12,7	-1,8
15,0	100,00	13,2	-1,8	12,5	-2,5	12,7	-2,3

9.6 Script MATLAB® usado na obtenção da velocidade em função da tensão:

```
%% CARACTERIZAÇÃO DA VELOCIDADE DA BARRA EM FUNÇÃO DA TENSÃO
DETIUA_GoToRefPoint ();
DETIUA_LedDisplayPosition(1);

pause (1);

h = 1.5;                % período de amostragem

v = [-8:0.1:0, 8:-0.1:0];

for i=1:length(v)

    DETIUA_SetMotorVoltage(v(i));
    pause (h);

    [pos(i), vel(i)] = DETIUA_GetAngularPosition();

end

DETIUA_SetMotorVoltage(0);

figure; plot(v,vel,'.r'); grid on; hold on;
plot(v(1:length(v)/2),vel(1:length(v)/2),'b');
plot(v((round(length(v)/2)+1):end),vel((round(length(v)/2)+1):end),'b');
xlabel('Tensão (V)'); ylabel('Velocidade (rpm)');
title('Velocidade da barra em função da tensão');
```

9.7 Funções MATLAB® desenvolvidas para comunicar com o sistema:

```

%%
% DETIUA_SetMotorVoltage (voltage)
%
% SISTEMA DE CONTROLO DE POSIÇÃO ANGULAR
% JPCL ABRIL 2016
%
% voltage -> Tensão a aplicar ao motor entre -8V e 8V
%
% Se a Tensão for superior ou inferior às tensões de
% alimentação do motor, estas serão limitadas por software

function DETIUA_SetMotorVoltage (voltage)

    h=hidapi(0,hex2dec('04D8'),hex2dec('003F'),64,64);
    h.open;
    neg = 0;

    % VERIFICAR SE A TENSÃO É NEGATIVA PARA GERAR FLAG
    if voltage < 0
        neg = 1;
    end

    % CRIAR A MENSAGEM
    % funciona com precisão de milésimas de volt
    integ = floor(abs(voltage));
    fract = abs(voltage) - integ;
    fract = fract*100;
    msg = [hex2dec('80'), integ, fract, neg];

    % ENVIAR A MENSAGEM PARA O uC
    h.write_TRC(msg);

    pause(0.001)    % delay necessário para que sejam
                   % colocados no buffer os dados
end

```

Sistema de controlo de posição angular

```
%%  
%   DETIUA_SetAutoMode (controlador, R, S, T, ref_signal, h)  
%  
%   SISTEMA DE CONTROLO DE POSIÇÃO ANGULAR  
%   JPCL JUNHO 2016  
%  
%   controlador -> Tipo de controlador a implementar (P, PI, PD, PID,  
RST)  
%   X1, X2, X3 -> Parâmetros do controlador  
%   exemplo (PID): X1 = kp; X2 = Ti; X3 = Td  
%   ref_signal -> Sinal de referência em °  
%   h -> período de amostragem em segundos (valor mínimo: 4ms; valor  
máximo: 5s)  
  
function [tensao, velocidade, posicao] = DETIUA_SetAutoMode  
(controlador, X1, X2, X3, ref_signal, k)  
  
    k = k*1000;      % periodo de amostragem  
  
    if strcmpi(controlador, 'P')  
        type = 1;    % controlador proporcional  
        X1 = int32(X1*1000);  
        X2 = 1;      % Ti (infinito)  
        X3 = 1;      % Td  
  
    elseif strcmpi(controlador, 'PI')  
        type = 2;    % controlador proporcional integrador  
        X1 = int32(X1*1000);  
        X2 = int32(X2*1000);  
        X3 = 1;      % Td  
  
    elseif strcmpi(controlador, 'PD')  
        type = 3;    % controlador proporcional derivador  
        X1 = int32(X1*1000);  
        X2 = 1;      % Ti (infinito)  
        X3 = int32(X3*1000);  
  
    elseif strcmpi(controlador, 'PID')  
        type = 4;    % controlador proporcional integrador derivador  
        X1 = int32(X1*1000);  
        X2 = int32(X2*1000);  
        X3 = int32(X3*1000);  
  
    elseif strcmpi(controlador, 'RST')  
        type = 5;    % controlador rst  
        X1 = int32(zeros(1,2)+(X1*1000));  
        X2 = int32(zeros(1,2)+(X2*1000));  
        X3 = int32(zeros(1,2)+(X3*1000));  
  
    else  
        disp(' ');  
        disp('      Tipo de Controlador inválido!!');  
        help DETIUA_SetAutoMode;  
        return;  
    end
```

```

% OBTENÇÃO DOS VALORES DO SINAL DE REFERENCIA E DURAÇÃO DE CADA UM DELES
for i = 2:length(ref_signal)
    [indice(i)] = ref_signal(i)~=ref_signal(i-1);
end
[index] = find(indice==1);
sample = index;

val(1) = ref_signal(1);
for i = 1:length(index)
    val(i+1) = ref_signal(index(i));
end

sample(length(sample)+1) = length(ref_signal);

% ENVIAR PARAMETROS E DADOS DO SINAL DE REFERENCIA
h=hidapi(0,hex2dec('04D8'),hex2dec('003F'),64,64);
h.open;

msg(1) = hex2dec('78');
data = [0, type, k, X1, X2, X3, length(val), val, sample];
n_param = length(data)-1;
data(1) = n_param;

j = 1;
for i = 1:1:length(data)

    elem = typecast(data(i),'uint8');
    msg(4*j+1:4*j+4) = elem;

    if j >= 15
        h.write_TRC(msg);
        msg;
        pause(0.001);    % tempo necessário para PIC fazer a leitura
do buffer
        j = 1;
    end

    j = j + 1;
end

msg;
h.write_TRC(msg);
pause(0.001);    % tempo necessário para PIC fazer a leitura do
buffer

%% LEITURA DA MSG USB
t_delay = sample(end) * (k/1000);
pause((t_delay+2)); % Tempo necessário para o uC executar o
controlo de acordo com o período de amostragem e sinal de referencia

h.write_TRC(hex2dec('77'));
pause(0.001);
in_msg = h.read;

data_length = typecast(in_msg(1:1:4),'uint32');
info_exist = data_length;

```

```

n = 1;

while (info_exist+(length(in_msg)/4)) > (length(in_msg)/4)

    if n > 1
        h.write_TRC(hex2dec('77'));
        pause(0.001);
        in_msg = h.read;
    end

    for i = 5:4:length(in_msg)
        cont(n) = typecast(in_msg(i:1:i+3), 'single');
        n = n+1;
    end

    info_exist = info_exist - 15;
end

cont = cont(1:data_length);

recebido(1,:) = cont(1:3:end);
recebido(2,:) = cont(2:3:end);
recebido(3,:) = cont(3:3:end);

tensao = recebido(1,1:sample(end));
velocidade = recebido(2,1:sample(end));
posicao = recebido(3,1:sample(end));
end
%%
% [position, speed] = DETIUA_GetAngularPosition ()
%
% SISTEMA DE CONTROLO DE POSIÇÃO ANGULAR
% JPCL ABRIL 2016
%
% position -> posição em que se encontra a barra
% speed -> velocidade de rotação da barra em rot/min

function [position, speed] = DETIUA_GetAngularPosition ()

h=hidapi(0,hex2dec('04D8'),hex2dec('003F'),64,64);
h.open;

% FAZ O PEDIDO DE LEITURA DE POSIÇÃO E DE VELOCIDADE
h.write_TRC(hex2dec('81'));
pause(0.017); % delay necessário para que sejam
              % colocados no buffer os dados

in_msg = h.read;

%
position = round(typecast(in_msg(1:1:4), 'single'),2);
speed = round(typecast(in_msg(5:1:8), 'single'),2);
end

```

```

%%
% [error] = DETIUA_LedDisplayPosition (OnOff)
%
% SISTEMA DE CONTROLO DE POSIÇÃO ANGULAR
% JPCL ABRIL 2016
%
% OnOff -> Liga ou desliga os displays que indicam a posição da barra
%
%     1 -> Liga os displays
%     0 -> Desliga os displays

function [error] = DETIUA_LedDisplayPosition (OnOff)

h=hidapi(0,hex2dec('04D8'),hex2dec('003F'),64,64);
h.open;

if OnOff == 0 || OnOff == 1

    msg = [hex2dec('82'), OnOff];
    h.write_TRC(msg);

    pause(0.001)    % delay necessário para que sejam
                    % colocados no buffer os dados

    error = 0;

else
    error = 1;
    disp(' ');
    disp('    Pedido inválido!!');
    help DETIUA_LedDisplayPosition;
end
end
%%
% [msg] = DETIUA_GoToRefPoint ()
%
% SISTEMA DE CONTROLO DE POSIÇÃO ANGULAR
% JPCL ABRIL 2016
%
% Manda o sistema colocar a barra em movimento até encontrar os 0°

% msg -> Mensagem de informação de que a barra se
%       encontra na posição inicial

function [msg] = DETIUA_GoToRefPoint ()

% ABRE COMUNICAÇÃO USB COM uC
h=hidapi(0,hex2dec('04D8'),hex2dec('003F'),64,64);
h.open;

% CRIA A MENSAGEM E ENVIA PARA O uC
msg = hex2dec('79');
h.write_TRC(msg);

pause(0.001)    % delay necessário para que sejam
                % colocados no buffer os dados

```


Sistema de controlo de posição angular

```
barInRef = 0;

while barInRef == 0

    in_msg = h.read;
    barInRef = typecast(in_msg(1:1:4), 'int32');
    pause(0.02)      % delay necessário para que sejam
                    % colocados no buffer os dados
end

msg = 'Barra na posição inicial!!';

end
```

9.8 Script MATLAB® usado no modelo matemático:

```

s = tf('s');
h = 0.1;
z = tf('z');

%% MOTOR UTILIZADO
V_H = 8;
V_L = -V_H;                                % tensões de alimentação (V)
Ra = 33.43;                                % ohm
Km = 21.2e-3;                               % Nm/A
Kg = Km;                                   % V/(rad/s)
La = 3.91e-3;                               % mH
JL = 2.07*10^-4;                             % Kg.m^2 (barra com 79g);
Jm = 2.5e-6;                                % Kg.m^2 = Nm/(rad/s^2)
JT = Jm + JL;                               % J = J_m+J_L
Tm = 2.06e-3;                               % Nm
D1 = 2.74e-5;                               % Nm/(rad/s)
D2 = D1 * 200;                             % Nm/(rad/s)

%% Função transferência do sistema (c/ 1 desmultiplicação)
R = 9.33;

b1 = (360*Km)/(2*pi);
a2 = La*(Jm + JL/R^2);
a1 = Ra*(Jm + JL/R^2) + (La*(D1 + D2/R^2));
a0 = (Kg*Km*R) + (Ra*(D1 + D2/R^2));
Gs = b1 / (s*(a2*s^2 + a1*s + a0));
[Num,Den] = tfdata(Gs,'v');

roots(Den);
Gz = c2d(Gs,h);
[Numz,Denz] = tfdata(Gz,'v');

```

Modelo de Simulink:

